THESE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE ROUEN

Pour obtenir

LE TITRE

de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean-Pierre LARMAGNAC

Sujet :

CORRELATEUR DESTINÉ AU TRAITEMENT DE SIGNAUX ACOUSTIQUES MODULÉS EN FREQUENCE

Soutenue le 28 Avril 1972 devant la Commission d'Examen

MM. A. COLOMBANI, Doyen Honoraire, Professeur — Président

A. TOSSER, Maître de Conférences — Examinateurs

J. RIPOCHE, Maître de Conférences — Examinateurs

C. VAUTIER, Maître de Conférences — Examinateurs

THESE

présentée

A LA FACULTÉ DES SCIENCES DE L'UNIVERSITÉ DE ROUEN

Pour obtenir
LE TITRE
de

DOCTEUR-INGÉNIEUR

par

Jean-Pierre LARMAGNAC

Sujet :

CORRELATEUR DESTINÉ AU TRAITEMENT DE SIGNAUX ACOUSTIQUES MODULÉS EN FREQUENCE

Soutenue le 28 Avril 1972 devant la Commission d'Examen

MM. A. COLOMBANI, Doyen Honoraire, Professeur	Président
A. TOSSER, Maître de Conférences	Examinateurs
J. RIPOCHE, Maître de Conférences	
C. VAUTIER, Maître de Conférences	

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

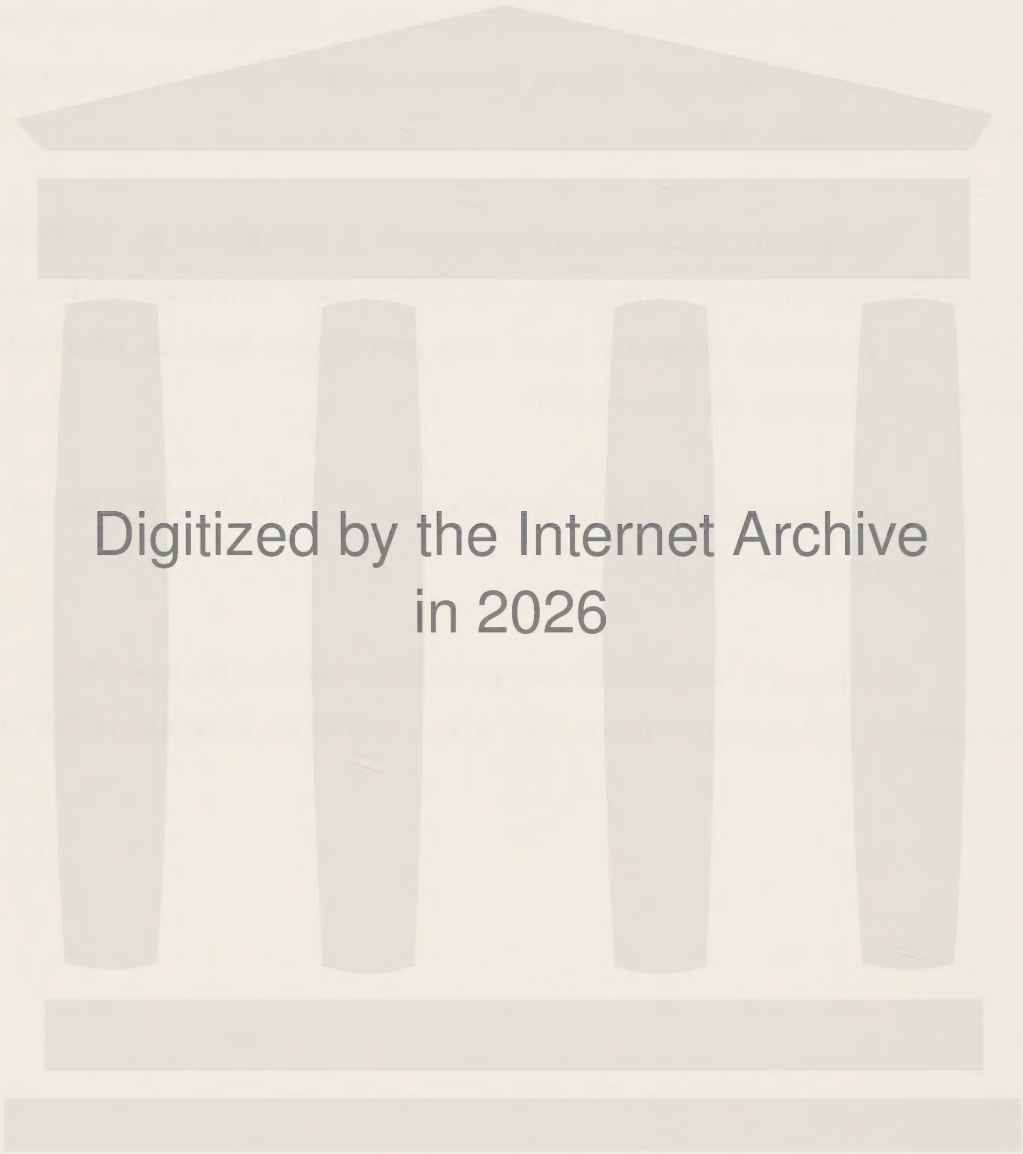
Cette thèse a été préparée dans le laboratoire d'Electronique et d'Automatique, groupe Ultrasons, de l'U. E. R. Sciences et Techniques du Havre.

Je prie Monsieur le Professeur A. COLOMBANI de bien vouloir accepter l'hommage de ma reconnaissance pour l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury.

J'exprime mon entière gratitude à Monsieur A. TOSSER qui m'a conseillé dans l'orientation de ce travail, ainsi qu'à Monsieur J. RIPOCHE pour les conseils qu'il m'a prodigués dans la réalisation et dans l'achèvement de ce travail.

Je remercie également Monsieur C. VAUTIER d'avoir accepté de participer au jury.

Je tiens à exprimer ma gratitude aux collègues et aux techniciens du laboratoire pour leur aide, ainsi qu'à Madame DELORT.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41544705_0025

CORRELATEUR DESTINE AU TRAITEMENT DE SIGNAUX ACOUSTIQUES MODULES EN FREQUENCE

SOMMAIRE

INTRODUCTION

I - CORRELATION

1. 1. - Définitions des fonctions de corrélation

1. 1. 1. - Fonction d'autocorrélation

1. 1. 2. - Fonction d'intercorrélation

1. 2. - Propriétés des fonctions de corrélation

1. 2. 1. - Propriétés générales des fonctions d'autocorrélation

1. 2. 2. - Propriétés générales des fonctions d'intercorrélation

1. 2. 3. - Fonction d'intercorrélation de signaux SONAR idéaux

1. 3 - Différents procédés électroniques pour calculer les fonctions de corrélation

1. 3. 1. - Procédé analogique

1. 3. 2. - Procédé numérique

1. 3. 3. - Procédé hybride

1. 4. - Applications de la corrélation

1. 4. 1. - Localisation de sources de bruit

1. 4. 2. - Mesures de célérité et de coefficients d'absorption

1. 4. 3. - Extraction d'un signal noyé dans du bruit

1. 4. 4. - Applications au domaine de la parole

II - REALISATION DU CORRELATEUR

2.1. - Principe

2.2. - Organisation détaillée du corrélateur

2.2.1. - Mode de fonctionnement déclenché

2.2.2. - Mode de fonctionnement automatique

2.3. - Description des différents circuits électroniques

2.3.1. - Plaquette n° 1

2.3.2. - Plaquette n° 2 : amplificateur de réception

2.3.3. - Plaquette n° 3 : circuit de déclenchement

2.3.4. - Plaquette n° 4 : rampe et comparateur

2.3.5. - Plaquettes n° 5, 6 et 7 : générateur de tension en escalier

2.3.6. - Plaquette n° 8 : multiplicateur

2.3.7. - Plaquette n° 9 : intégrateur

2.4. - Performances de l'appareil réalisé

III - APPLICATIONS A L'ACOUSTIQUE ET TESTS DU CORRELATEUR

3.1. - Généralités sur la propagation des ondes acoustiques

3.1.1. - Propagation dans les gaz et dans les liquides

3.1.2. - Propagation dans les solides

3.1.3. - Réflexion à un interface plan liquide-liquide

3.1.4. - Réflexion à un interface plan liquide-solide

3.1.5. - Ondes de Rayleigh

3.1.6. - Diffraction d'une onde plane par un cylindre ou une sphère élastique

3.2. - Dispositif expérimental

3.2.1. - Chambre sourde

3.2.2. - Voie d'émission

3.2.3. - Voie de réception

3.2.4. - Enregistrement des résultats

3.3. - Résultats des essais

3.3.1. - Fonction de corrélation d'une impulsion non modulée en fréquence

3.3.2. - Fonction de corrélation d'une impulsion modulée en fréquence, en utilisant le phénomène de réflexion

3.3.3. - Mesures effectuées en plaçant le microphone à l'arrière de la cible

3.4. - Discussion des résultats

3.4.1. - Absence d'échos multiples

3.4.2. - Essai de mesure de célérité des ondes de Franz

CONCLUSION

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION

L'utilisation des appareils de détection SONAR connaît depuis quelques années un grand développement. Alors qu'initialement on recherchait uniquement une indication de la position de la cible repérée, on s'est ensuite intéressé à la vitesse de déplacement de cette cible et on a mis au point à cette fin les SONAR à effet Doppler.

On se préoccupe maintenant d'obtenir des renseignements supplémentaires sur la nature même de la cible : forme et dimensions géométriques notamment.

Parmi les techniques qui sont actuellement étudiées pour le traitement des signaux SONAR figurent d'une part l'analyse spectrale des échos, souvent difficile à réaliser et à exploiter, et d'autre part la corrélation.

Cette dernière technique présente également de nombreuses difficultés . Le traitement de signaux SONAR exige en effet un corrélateur à large bande passante, capable de traiter des impulsions de durée relativement brèves (quelques ms).

La plupart des corrélateurs actuellement fabriqués ne remplissent pas ces conditions, en particulier, ils ne peuvent traiter que des signaux permanents ou de longue durée.

Nous nous sommes donc proposés de réaliser un corrélateur particulièrement adapté au traitement d'impulsions sonores, de type SONAR, modulées ou non en fréquence. Nous avons fixé une bande passante de travail

pour le corrélateur à réaliser de 1 kHz à 200 kHz, bande qui recouvre le domaine des fréquences habituellement utilisées en acoustique sous-marine.

En effet, au-dessus de 100 kHz, les signaux acoustiques subissent une atténuation trop importante dans leur propagation, et au-dessous de 1 kHz l'équipement d'émission et de réception devient de taille et de coût élevés.

Nous allons d'abord examiner les propriétés des fonctions de corrélation et leurs différentes réalisations électroniques possibles.

Nous décrirons ensuite en détail le corrélateur réalisé, et nous en expliquerons le fonctionnement électronique.

Enfin nous rendrons compte de quelques essais pratiqués dans l'air avec des cibles géométriques simples (cylindres).

I - CORRELATION

1.1. - Définitions des fonctions de corrélation -

Le traitement analytique de signaux au moyen de fonctions de corrélation tend à déterminer les caractères de ressemblance existant entre deux mesures distinctes d'un phénomène, et, éventuellement, à déterminer l'origine de cette ressemblance.

La notion de corrélation est couramment utilisée dans les sciences économiques ou biologiques pour comparer des séries de mesures. Pour introduire le concept de fonction de corrélation, on a besoin d'exprimer une variable supplémentaire : le temps.

Par nature, la définition de la fonction de corrélation nécessite la considération de données statistiques. Nous l'introduirons ainsi pour étendre ensuite cette définition aux fonctions temporelles déterministes, d'abord pour les fonctions d'autocorrélation, et ensuite pour les fonctions d'intercorrélation.

1.1.1. - Fonction d'autocorrélation (1)

Soit $x_{(t)}$ une fonction aléatoire, réelle, stationnaire du second ordre (*). On s'intéresse aux valeurs prises par cette fonction à deux

(*) Un processus aléatoire est dit "stationnaire au sens strict" lorsque toutes ses caractéristiques, donc tous ses moments, sont indépendantes de l'origine des temps.

Le processus est dit "stationnaire du second ordre" lorsque seuls ses moments d'ordre 1 et 2 demeurent indépendants de l'origine des temps.

instants différents t_1 et t_2 , définis par le temps τ qui les sépare : $\tau = t_2 - t_1$

$$x_1 = x_{(t_1)}$$

$$x_2 = x_{(t_2)} = x_{(t_1 + \tau)}$$

On définit la fonction d'autocorrélation comme l'espérance mathématique du produit $x_{(t_1)} \; x_{(t_1 + \tau)}$

En raison de la stationnarité de $x_{(+)}$, la fonction d'autocorrélation ne dépend que du retard :

$$\emptyset \; x \, x \; (\tau) = E \, (x_{(t_1)} \; x_{(t_1 + \tau)})$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x_1 \; x_2 \; p_{(x_1 \, , \, x_2 \, ; \, \tau)} \; dx_1 \; dx_2$$

$p_{(x_1 \, , \, x_2 \, ; \, \tau)}$ est la densité de probabilité du vecteur aléatoire x_1 , x_2 correspondant à un couple de valeurs de la fonction $x_{(t)}$ séparées d'un temps τ .

Dans le cas où la fonction $x_{(t)}$ est centrée, c'est-à-dire lorsque $E \, (x_{(t_1)}) = E \, (x_{(t_2)}) = 0$ la fonction de corrélation $\emptyset \; x \; x$ correspond au moment centré d'ordre 2 (ou covariance) défini par $\mu_{1,1} = E \, (x_1 \, , \, x_2) - E \, (x_1) \cdot E \, (x_2)$

Ce cœfficient caractérise la dépendance des valeurs x_1 et x_2 de la fonction $x_{(t)}$, c'est-à-dire le degré de prévisibilité du signal $x_{(t + \tau)}$ à l'instant $x_{(t)}$.

Pour apprécier le sens physique de la fonction d'autocorrélation, on peut la considérer comme la mesure de la ressemblance entre $x_{(t)}$ et $x_{(t + \tau)}$.

En effet, la valeur quadratique moyenne de la différence $\varepsilon = x_{(t)} - x_{(t + \tau)}$ est égale à : $E_{(\varepsilon^2)} = \sigma_{x_1}^2 + \sigma_{x_2}^2 - 2 \phi_{xx}(\tau)$ ou $\sigma_{x_1}^2$ et $\sigma_{x_2}^2$ représentent respectivement les variances de x_1 et de x_2. On remarque que $E_{(\varepsilon^2)}$ est d'autant plus petit que ϕ_{xx} est plus grand.

Lorsque le processus décrit par la fonction $x_{(t)}$ est ergodique (*), les moyennes temporelles peuvent être substituées aux moyennes d'ensemble. La fonction d'autocorrélation d'un signal stationnaire du deuxième ordre peut alors s'écrire :

$$\phi_{xx}(\tau) = \overline{x_{(t)}\, x_{(t + \tau)}}$$

$$\phi_{xx}(\tau) = \lim_{To \to \infty} \frac{1}{2\,To} \int_{-To}^{+To} x_{(t)}\, x_{(t + \tau)}\, dt$$

Si le signal $x_{(t)}$ est échantillonné avec une période fixe T, le retard prend des valeurs discrètes k T, et la fonction d'autocorrélation s'écrit :

$$\phi_{xx}(k\,T) = \lim_{N \to \infty} \frac{1}{2N + 1} \sum_{n = -N}^{+N} x_{(nT)}\, x_{(nT + kT)}$$

(*) Un processus est "ergodique" lorsque toutes ses moyennes temporelles existent et demeurent indépendantes de l'échantillon $x_i(t)$ considéré.

1.1.2. - Fonction d'intercorrélation

Par analogie à la fonction d'autocorrélation, on définit la fonction d'intercorrélation de deux fonctions aléatoires $x_{(t)}$ et $y_{(t)}$:

$$\phi_{x\,y}(\tau) = E\left(x_{(t_1)}\; y_{(t_1+\tau)}\right)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x\,y\,p_{(x,y;\tau)}\,dx\,dy$$

Pour deux fonctions x et y centrées, on a une relation analogue à celle de la fonction d'autocorrélation :

$$\phi_{x\,y}(\tau) = \sigma_x\;\sigma_y\;p_{(x,\,y)}$$

ou $p_{(x,\,y)}$ est le cœfficient de corrélation des deux fonctions x et y.

Lorsque les fonctions x et y sont ergodiques, la fonction d'intercorrélation peut s'écrire sous forme de moyenne temporelle :

$$\phi_{x\,y}(\tau) = \overline{x_{(t)}\; y_{(t+\tau)}}$$

$$\phi_{x\,y}(\tau) = \lim_{To\to\infty} \frac{1}{2\,To} \int_{-To}^{+To} x_{(t)}\; y_{(t+\tau)}\,dt$$

et, pour des fonctions échantillonnées selon une période T :

$$\phi_{x\,y}(k\,T) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{2\,N+1} \sum_{n=-N}^{+N} x_{(n\,T)}\; y_{(n\,T+k\,T)}$$

1.2. - Propriétés des fonctions de corrélation -

1.2.1. - Propriétés générales des fonctions d'autocorrélation

1 - La fonction d'autocorrélation est une fonction paire du décalage

$$\phi_{xx}(\tau) = \phi_{xx}(-\tau)$$

2 - La fonction d'autocorrélation à décalage nul est égale à la valeur quadratique moyenne du signal :

$$\phi_{xx}(0) = \overline{x^2(t)}$$

donc à la variance de x lorsque le signal est centré.

3 - La fonction d'autocorrélation est toujours limitée en module par sa valeur à décalage nul :

$$\left|\phi_{xx}(\tau)\right| \leqslant \phi_{xx}(0)$$

1.2.2. - Propriétés générales des fonctions d'intercorrélation

1 - Si l'on change le signe du décalage , la fonction d'intercorrélation n'est pas conservée, mais :

$$\phi_{xy}(\tau) = \phi_{yx}(-\tau)$$

2 - La fonction d'intercorrélation ne présente pas généralement de maximum pour $\tau = o$

3 - $(\phi_{xy}(\tau))^2 \leqslant \phi_{xx}(o) \cdot \phi_{yy}(o)$

1.2.3. - Fonction d'intercorrélation de signaux SONAR idéaux

Dans les perspectives d'utilisation du corrélateur que nous nous sommes proposés de construire, il est intéressant de déterminer la forme

théorique de la fonction d'intercorrélation d'un signal d'émission de SONAR et d'un écho idéal.

Nous supposons que le signal émis est un train d'onde sinusoïdale pure, c'est-à-dire un signal sinusoïdal modulé totalement par une impulsion rectangulaire.

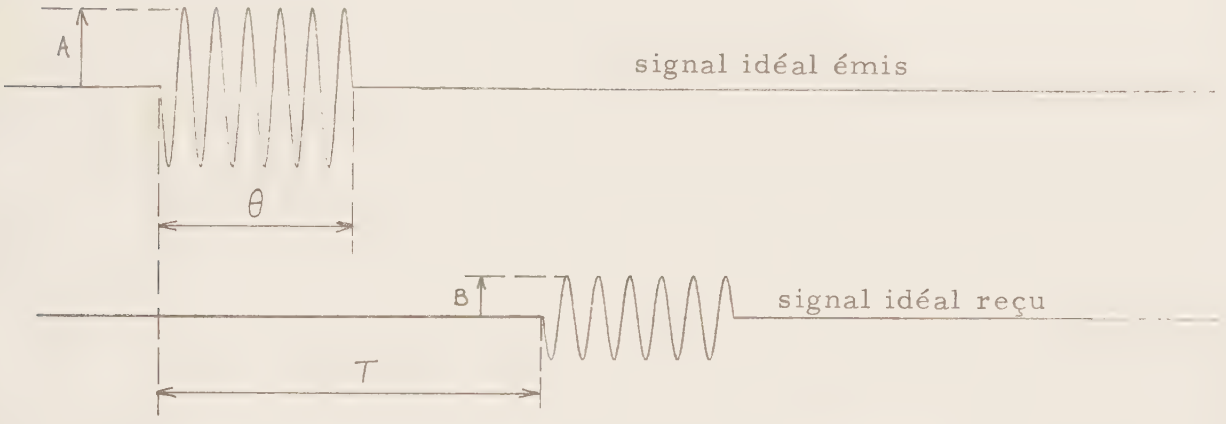


Fig. 1.1.

Le signal d'émission correspond à une fonction :

$$x_{(t)} = A\,(u_{(t)} - u_{(t-\theta)})\,\sin\frac{2k\pi}{\theta}\,t$$

ou A représente l'amplitude du signal, θ la durée du signal émis. Nous supposons que cette durée correspond à un nombre entier de périodes de fréquence $\frac{k}{\theta}$, et que la phase de départ de la sinusoïde est nulle (voir Fig. 1.1.).

Nous allons considérer un écho idéal qui ne diffère du signal émis que par son amplitude B, et l'instant T où il apparait. Ce temps T correspondrait au temps de propagation : émetteur - cible - récepteur.

L'écho correspond donc à une fonction :

$$y_{(t)} = B\,(u_{(t-T)} - u_{(t-T-\theta)})\,\sin\frac{2k\pi}{\theta}\,(t-T)$$

Avant de calculer la fonction d'intercorrélation de ces deux signaux, nous allons dans un premier temps supposer que $x_{(t)}$ et $y_{(t)}$ ne sont constitués que par les signaux rectangulaires enveloppés.

1.2.3.1. Fonction d'intercorrélation de deux signaux rectangulaires décalés -

$$x_{(t)} = A\,(u_{(t)} - u_{(t-\theta)})$$

$$y_{(t)} = B\,(u_{(t-T)} - u_{(t-T-\theta)})$$

Théoriquement la fonction d'intercorrélation s'écrit

$$\phi_{xy}(\tau) = \lim_{To \to \infty} \frac{1}{2\,To} \int_{-To}^{+To} x_{(t)}\, y_{(t+\tau)}\, dt$$

Si on applique cette définition au cas considéré, on trouve une valeur nulle pour $\phi\, x\, y$, puisque l'on considère un seul signal d'émission non répété. En faisant tendre To vers l'infini, $\phi\, x\, y$ tendra vers zéro.

De plus les bornes d'intégration peuvent être réduites aux temps o et θ, puisque pour $t < o$ et $t > \theta$, la fonction $x_{(t)}$ et donc le produit x.y sont nuls.

Nous allons donc définir une fonction d'intercorrélation pour un tel signal sous la forme

$$\phi_{xy}(\tau) = \frac{1}{\theta} \int_{o}^{\theta} x_{(t)}\, y_{(t+\tau)}\, dt$$

La division par θ se justifie par le fait que de cette manière $(\phi\, x\, y)^2$ reste borné par $\phi\, x\, x\,(o) \cdot \phi\, y\, y\,(o)$.

La fonction recherchée est par conséquent :

$$\phi_{xy} = \frac{1}{\theta} \int_o^{\theta} A\,B\,(u_{(t)} - u_{(t-\theta)})(u_{(t-T+\tau)} - u_{(t-T-\theta+\tau)})\,dt$$

$$\phi_{xy} = \frac{A\,B}{\theta} \int_o^{\theta} (u_{(t)}\,u_{(t+\tau-T)} - u_{(t)}\,u_{(t+\tau-T-\theta)}$$

$$- u_{(t-\theta)}\,u_{(t+\tau-T)} + u_{(t-\theta)}\,u_{(t+\tau-T-\theta)})\,dt$$

En fonction de τ , quatre domaines sont à considérer :

- pour $T - \theta < \tau < T$

$$\phi_{xy} = \frac{A\,B}{\theta} \int_o^{\theta} (u_{(t+\tau-T)} - u_{(t-\theta)})\,dt$$

en utilisant la propriété que :

$$u_{(t_1)} \cdot u_{(t_2)} = u_{(t_1)} \quad \text{si } t_1 > t_2$$

$$\phi_{xy} = \frac{A\,B}{\theta} \int_{T-\tau}^{\theta} dt = \frac{A\,B\,(\theta - T + \tau)}{\theta}$$

- pour $T < \tau \leqslant T + \theta$

$$\phi_{xy} = \frac{A\,B}{\theta} \int_o^{\theta} (u_{(t)} - u_{(t+\tau-T+\theta)})\,dt$$

$$\phi_{xy} = \frac{A\,B\,(T + \theta - \tau)}{\theta}$$

- pour $\tau < T - \theta$ et $\tau > T + \theta$

$$\phi_{xy} = o$$

La figure 1.2. représente ces résultats ; on remarque évidemment que la fonction $\phi_{xy(\tau)}$ présente un maximum pour le retard T du créneau $y_{(t)}$.

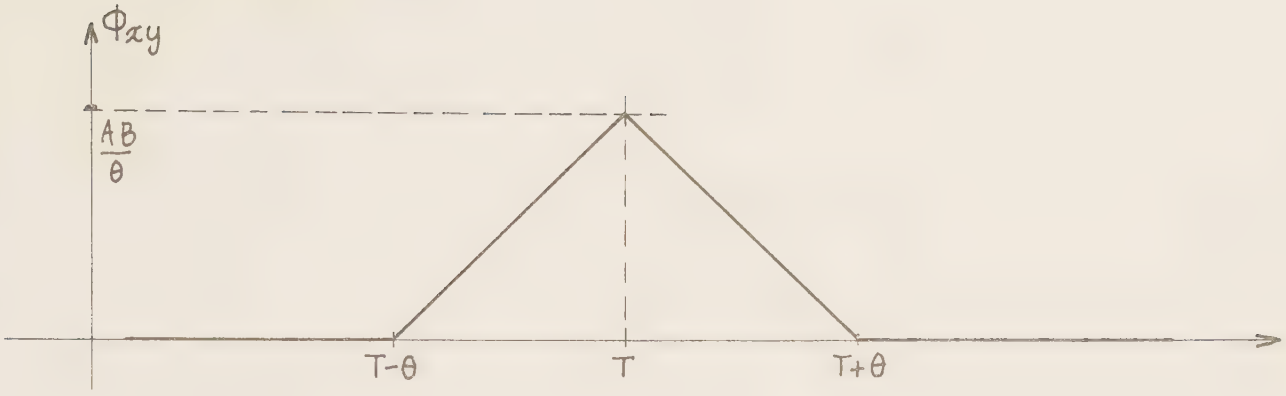


Fig. 1.2.

1.2.3.2. Fonction d'intercorrélation de deux impulsions rectangulaires décalées modulant un signal sinusoïdal -

Les deux signaux $x_{(t)}$ et $y_{(t)}$ sont ceux de la Fig. 1.1.

Nous allons calculer $\phi\, x\, y$ pour l'intervalle $T < \tau \leqslant T + \theta$, et nous étendrons ensuite le résultat aux autres intervalles.

$$\phi\, x\, y = \frac{A\,B}{\theta} \int_o^{\theta} \sin \frac{(2\,k\,\Pi\,t)}{\theta} \sin \left(\frac{2\,k\,\Pi}{\theta} (t - T + \tau) \right) \cdot \left(u_{(t)} - u_{(t + \tau - T - \theta)} \right) dt$$

$$= \frac{A\,B}{\theta} \int_o^{T + \theta - \tau} \sin \frac{(2\,k\,\Pi\,t)}{\theta} \sin \left(\frac{2\,k\,\Pi}{\theta} (t - T + \tau) \right) dt$$

$$\phi\, xy = \frac{A\,B}{2\,\theta} \int_o^{T + \theta - \tau} \left(\cos \frac{2\,k\,\Pi}{\theta} (\tau - T) - \cos \frac{2\,k\,\Pi}{\theta} (2\,t - T + \tau) \right) dt$$

$$= \frac{A\,B}{2\,\theta} \left(\cos \frac{2\,k\,\Pi}{\theta} (\tau - T) \right) (T + \theta - \tau)$$

$$- \frac{AB}{2\theta} \frac{\sin \frac{2k\pi}{\theta}}{\frac{2k\pi}{\theta}} (T + 2\theta - \tau) + \frac{AB}{2\theta} \frac{\sin \frac{2k\pi}{\theta}}{\frac{2k\pi}{\theta}} (\tau - T)$$

Les deux derniers termes s'annulant,

$$\phi_{xy} = \frac{AB}{2\theta} (T + \theta - \tau) \left(\cos \frac{2k\pi}{\theta} (\tau - T)\right)$$

- pour $T - \theta \leqslant \tau < T$

on trouve de même :

$$\phi_{xy} = \frac{AB}{2\theta} (\theta - T + \tau) \left(\cos \frac{2k\pi}{\theta} (\tau - T)\right)$$

- pour $\tau < T - \theta$ et $\tau > T + \theta$

$$\phi_{xy} = o$$

La fonction d'intercorrélation recherchée est représentée Fig. 1.3. L'enveloppe que l'on trouve est la fonction d'intercorrélation de deux signaux rectangulaires. Elle module une sinusoïde de période $\frac{\theta}{k}$

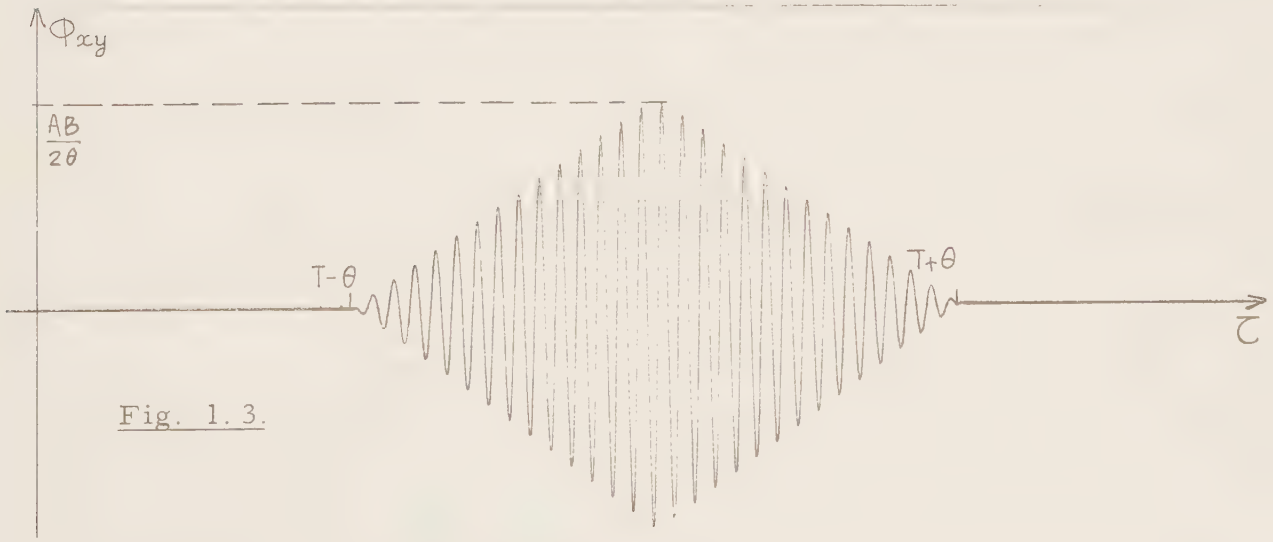


Fig. 1.3.

1.3. - Différents procédés électroniques pour calculer les fonctions de corrélation -

1.3.1. - Procédé analogique

Le procédé, à priori le plus simple, est celui représenté Fig. 1.4.

où différents circuits disposés en cascade remplissent les fonctions fondamentales de retard, de multiplication, d'intégration et de pondération.

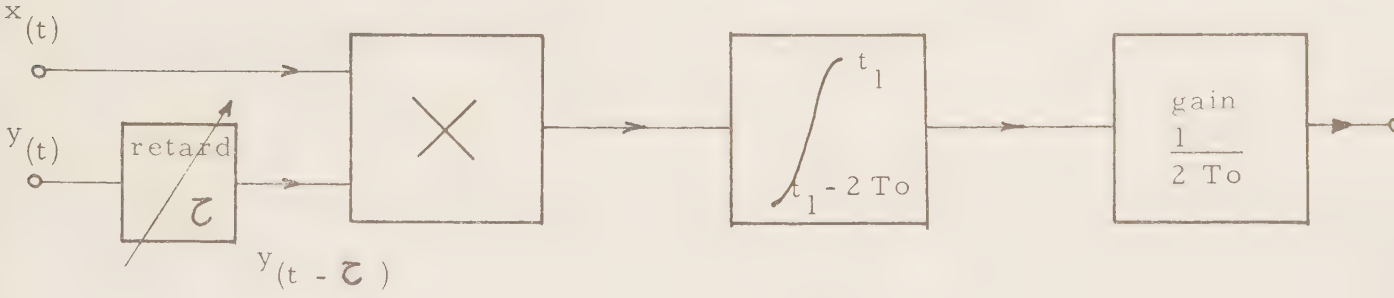


Fig. 1.4

On obtient à la sortie du corrélateur :

$$\phi_{To}(\tau) = \frac{1}{2\,To} \int_{t_1 - 2\,To}^{t_1} x_{(t_1)}\, y_{(t_1 - \tau)}\, dt_1$$

$$\text{et } \phi_{xy}(-\tau) = \phi_{yx}(\tau) = \lim_{To \to \infty} \phi_{To}(\tau)$$

En faisant varier le retard on obtient donc la fonction d'intercorrélation entre les deux signaux $y_{(t)}$ et $x_{(t)}$.

Plusieurs difficultés technologiques existent dans la réalisation de ce type de corrélateur.

La première vient de l'intégrateur qui doit pouvoir intégrer sur des temps longs et donc présenter le moins de dérive possible. Les amplificateurs opérationnels intégrés, à transistors F. E. T. à l'entrée, permettent maintenant ce type d'intégration.

Le multiplicateur peut présenter également des difficultés de réalisation. A titre d'exemple, le corrélateur D. I. S. A. 55 D 70 (2) utilise la solution représentée Fig. 1. 5.

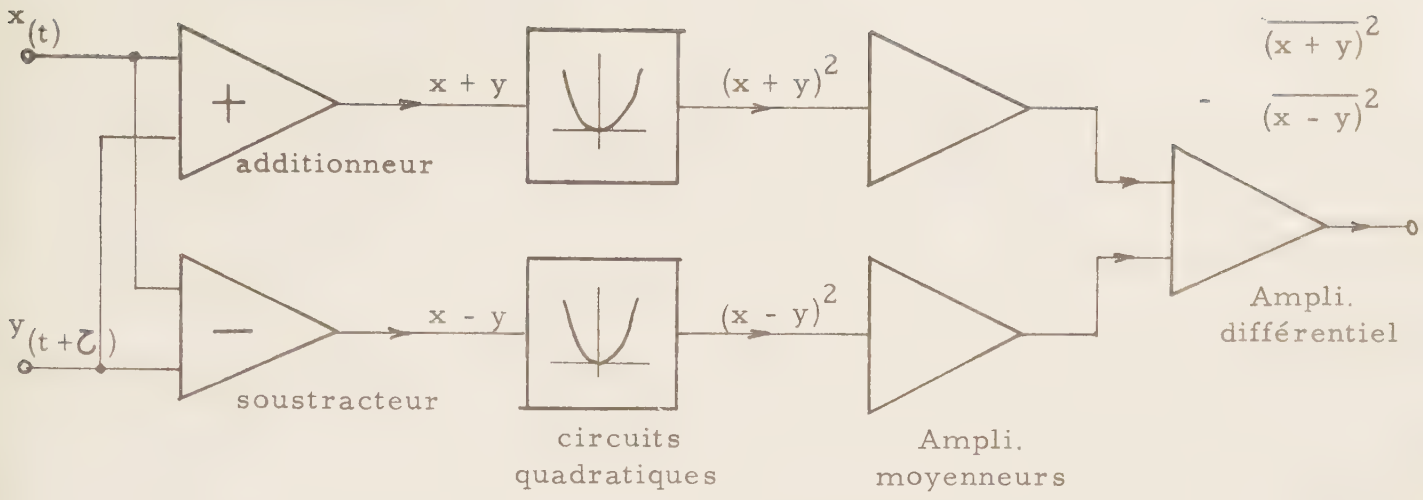


Fig. 1.5.

Depuis l'apparition de circuits intégrés remplissant directement la fonction de multiplication avec une bonne précision (jusqu'à 0,1 %) et une grande bande passante (10 M H z), ce problème peut être facilement résolu.

La difficulté majeure de conception des corrélateurs analogiques reste la génération d'un retard sur l'une des entrées. Différentes solutions existent, mais elles ne constituent que des approches de la solution idéale.

Les lignes à retard électromagnétiques ne permettent d'obtenir que des retards très faibles aux fréquences élevées (3 μs pour une bande passante de 1 M H z).

Les lignes à retard acoustiques sont plus intéressantes, mais elles ne permettent de travailler qu'avec des signaux "haute fréquence". Une solution utilisable aux fréquences basses consiste à enregistrer les deux signaux x et y sur une bande magnétique et de procéder à une lecture avec deux têtes décalées dans l'espace, d'une longueur correspondant au retard τ recherché.

La difficulté de générer analogiquement des retards importants a conduit à des solutions échantillonnées, dont un bon exemple est donné par

le corrélateur DISA (2) (Fig 1.6.).

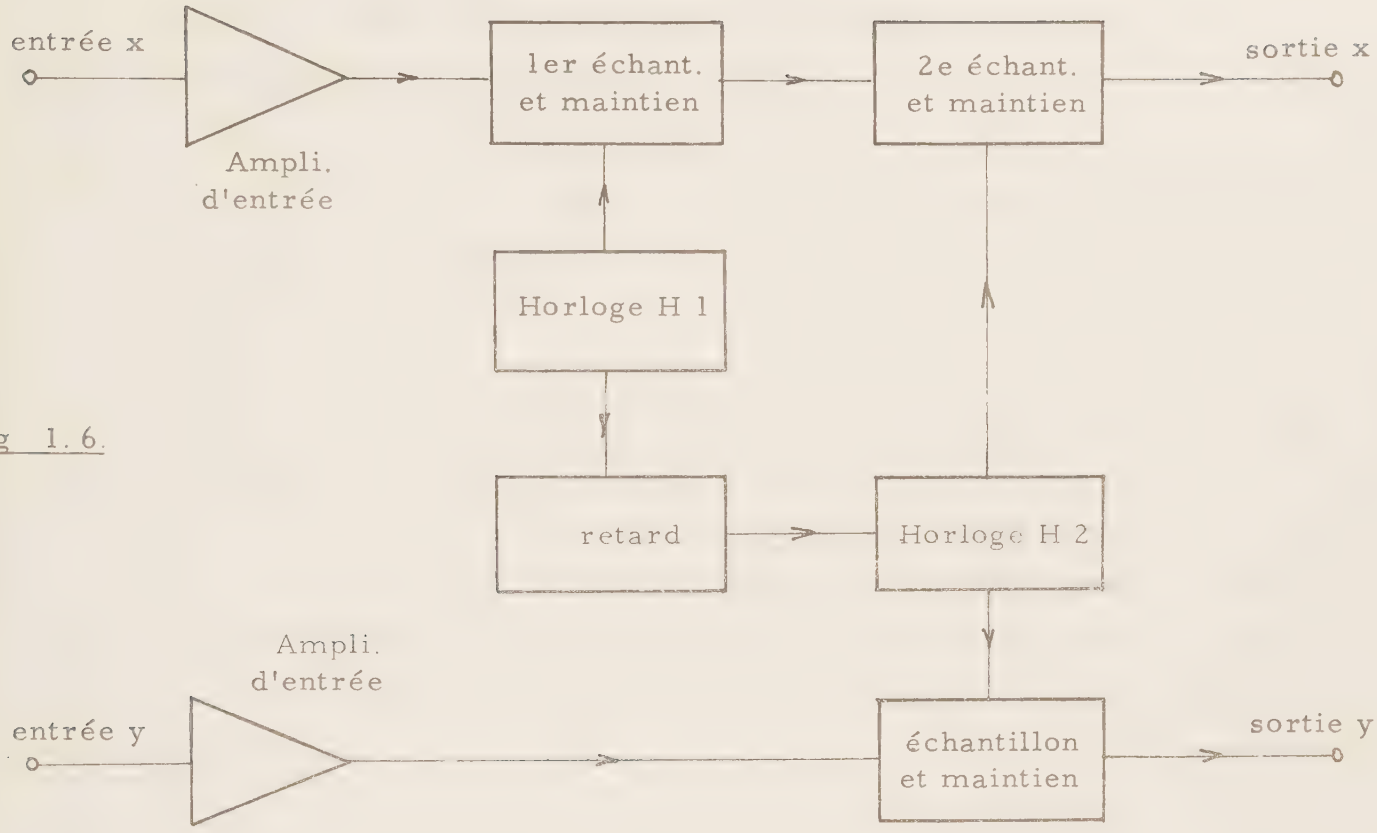


Fig 1.6.

L'horloge principale (H_1) commande les instants d'échantillonnage de la voie x. Un signal d'horloge H_2 est produit à partir de H_1 et d'un générateur de retard, il sert tout d'abord à échantillonner le signal y. Un second circuit d'échantillonnage et de maintien, commandé par l'horloge H_2 est nécessaire sur la voie x, pour synchroniser les signaux rectangulaires de sortie.

Ce système comporte évidemment des limitations techniques. En particulier, la fréquence d'échantillonnage doit être au moins le double de la fréquence la plus haute à transmettre.

Pour des retards importants, la bande passante est limitée ; ainsi pour le corrélateur DISA la bande passante s'étend jusqu'à 10 K H z pour un retard de 10 ms.

1.3.2. - Procédé numérique (3) (4)

Dans ce cas, on détermine la fonction de corrélation en partant d'un enregistrement de $x_{(t)}$ et de $y_{(t)}$ de longueur T.

Si les données ne sont pas discrètes, on peut les considérer comme telles en échantillonnant les fonctions $x_{(t)}$ et $y_{(t)}$ avec une période d'échantillonnage Δ.

La période Δ devra être choisie suffisamment petite pour que les signaux x et y ne varient pas notablement durant Δ.

La fonction x sera échantillonnée aux instants $t = t_o + n\Delta$ n variant de 0 à $N = \frac{T}{\Delta}$. La fonction y sera échantillonnée aux instants $t = t_o + n\Delta + m\Delta$, $m\Delta$ représentant le délai τ de la fonction d'intercorrélation.

La fonction d'intercorrélation peut s'écrire :

$$\phi_{xy}(m\Delta) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^{N+1} x_{(t_o + n\Delta)}\, y_{(t_o + n\Delta + m\Delta)}$$

La Fig. 1.7. représente l'organisation d'un tel corrélateur.

On constate la présence de deux mémoires à circulation, ayant le même nombre d'adresses (N + 1). Une adresse peut contenir un échantillon du signal sous forme numérique.

Les mémoires M_1 et M_2 se chargent en série par la gauche, les inverseurs étant en position haute.

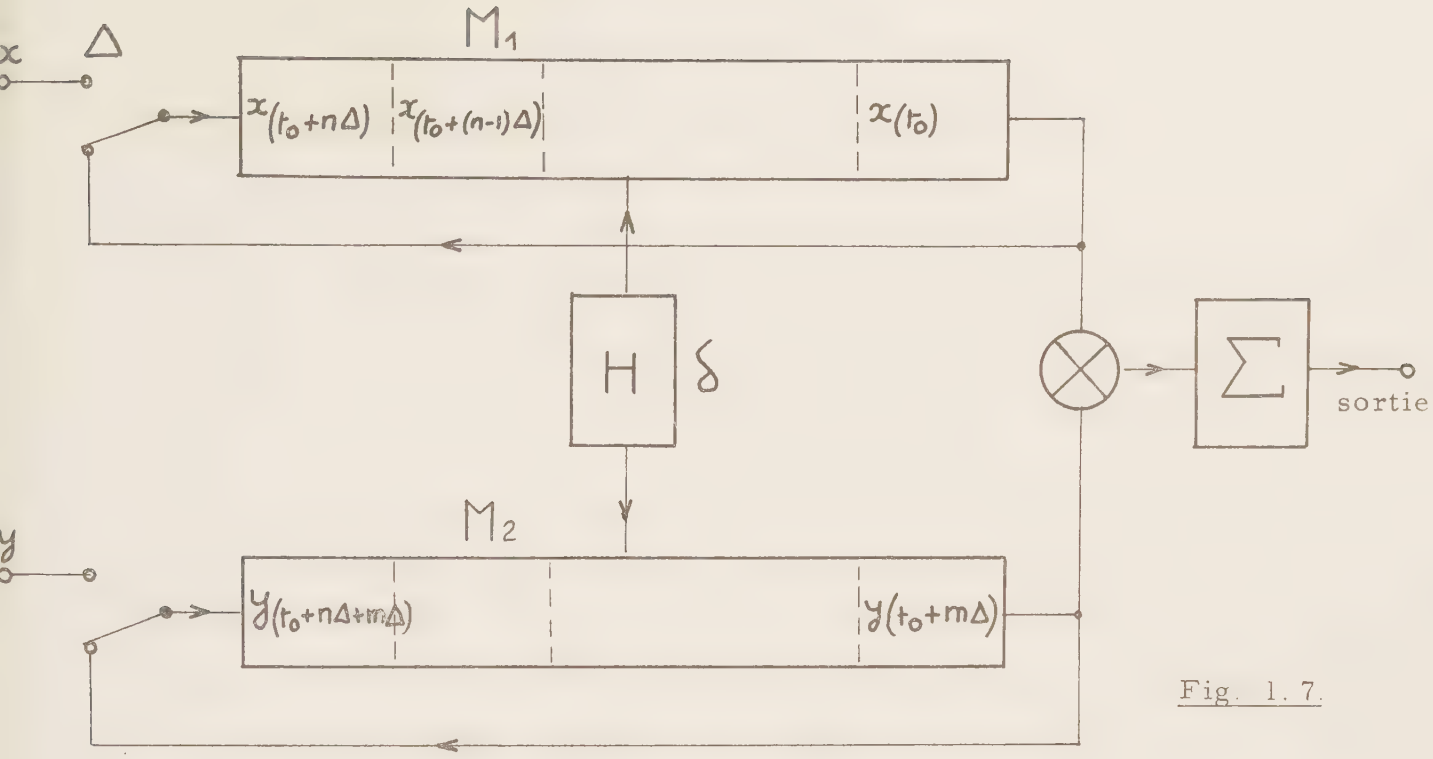


Fig. 1.7.

Plaçons-nous à un instant où les contenus des deux mémoires correspondent à ceux de la Fig. 1.7., et faisons tourner les mémoires sur elles-mêmes en plaçant les inverseurs en position basse. Cette opération est réalisée grâce à une horloge H distribuant des impulsions à une période δ . Au bout de N + 1 impulsions d'horloge, les circuits multiplicateurs et additionneurs auront réalisé la somme :

$$\sum = x_{(t_o)} \times y_{(t_o + m\Delta)} + x_{(t_o + \Delta)} \times y_{(t_o + \Delta + m\Delta)} + \cdots\cdots$$

$$= \sum_{o}^{N+1} x_{(t_o + n\Delta)} \; y_{(t_o + n\Delta + m\Delta)}$$

Si la période δ de l'horloge est réglée de façon à avoir $\Delta = (n + 1)\delta$, au bout du temps $(n + 1)\delta$ on pourra basculer l'inverseur de la voie y, et faire rentrer un nouvel échantillon $y_{(t_o + (n+1)\Delta + m\Delta)}$.

En même temps, l'échantillon le plus ancien : $y_{(t_o + m\Delta)}$ sera sorti de la mémoire, et on pourra calculer ainsi la fonction $\phi x y\,(_{(m+1)\Delta})$.

L'avantage évident des corrélateurs numériques est de pouvoir utiliser les circuits intégrés digitaux mis au point pour les calculateurs numériques : les additionneurs et surtout les mémoires à transistors MOS.

Par contre leur coût peut être très élevé, surtout si l'on désire traiter des signaux haute fréquence. Il faudra utiliser des horloges très rapides, et donc des circuits pouvant fonctionner à ce rythme. En particulier les circuits échantillonneurs qui doivent en même temps permettre la conversion analogique digitale des informations d'entrée sont de conception ardue.

1.3.3. - Procédé hybride

Une limitation supplémentaire aux procédés analogique et numérique apparaît lorsqu'on désire effectuer un calcul en temps réel de la fonction de corrélation. Si par exemple, à partir de la connaissance des fonctions x et y durant un temps T limité on désire obtenir la forme de $\phi x y\,(\tau)$ pour un grand nombre n de valeurs de τ, il importe d'utiliser un système qui permette le calcul en même temps de n points de la fonction de corrélation, pour n valeurs différentes du retard τ.

La solution analogique ou numérique est complexe et coûteuse car elle nécessite la présence de n multiplicateurs et de n intégrateurs.

Une solution hybride a été décrite par Berthier (5). La voie (X) du corrélateur est traitée sous forme analogique, alors que la voie (Y) est transformée sous forme numérique et mise en mémoire dans un registre à n positions (autant de positions que de points de calcul). La mémoire Y est chargée en série avec une fréquence d'horloge fixe. On effectue ensuite la

multiplication simultanée des n valeurs de y emmagasinées par le signal analogique x.

Les multiplicateurs sont du type à découpage. Leur principe de fonctionnement est résumé sur la figure 1.8. Le signal analogique y est transformé en un signal numérique sous forme d'impulsions modulées en largeur.

Un commutateur à 2 voies, commandé par le signal de sortie du modulateur, aiguille vers la sortie soit le signal d'entrée x, soit son opposé -x, selon le niveau haut ou bas du signal y modulé.

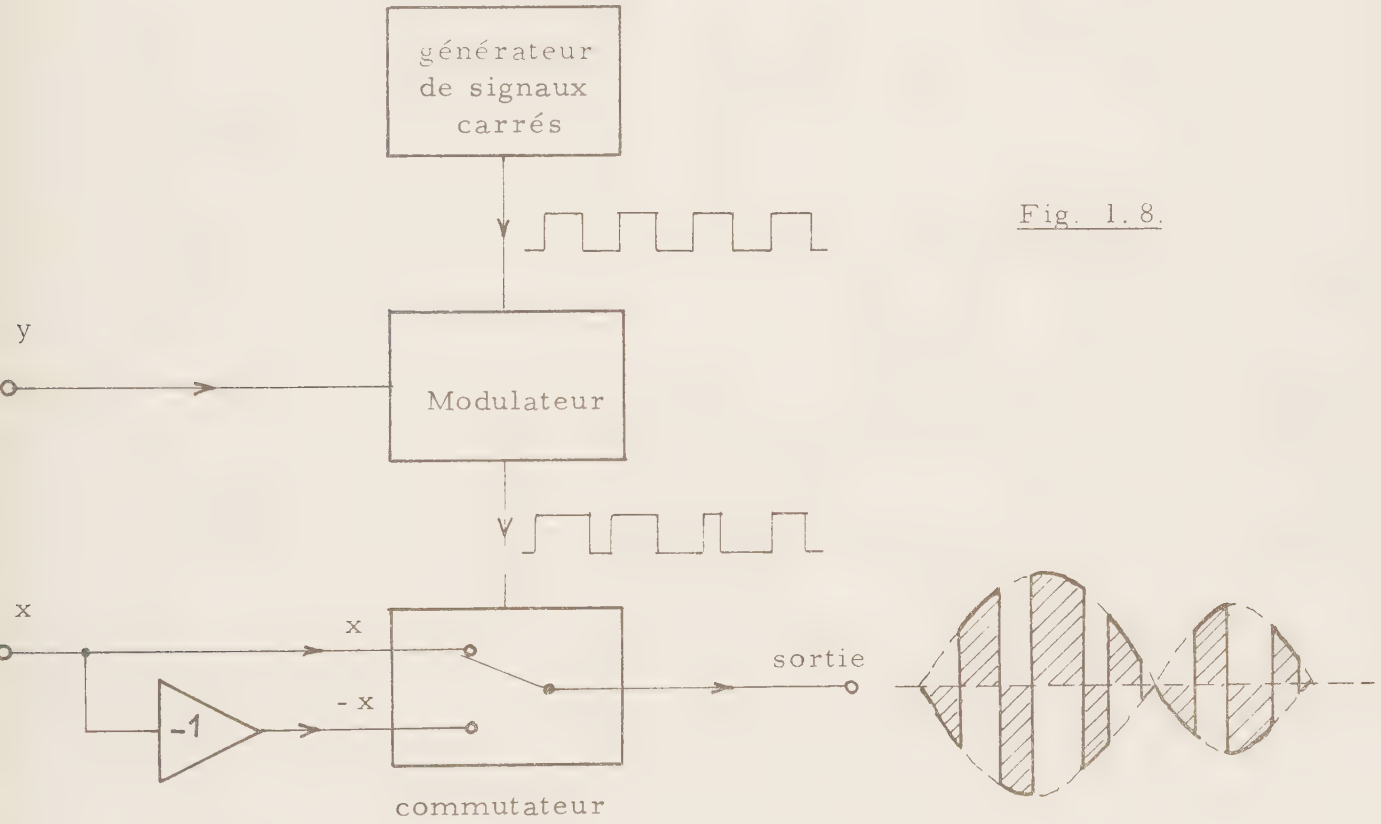


Fig. 1.8.

On montre que la valeur moyenne du signal de sortie est proportionnelle au produit x y. Pour obtenir l'intégrale de ce produit sur le temps T, on dirige le signal de sortie du multiplicateur sur un filtre passe-bas, ne transmettant que la valeur moyenne du produit.

La génération du retard incrémental $\tau = n\Delta$ est obtenue en emmagasinant le signal y modulé en largeur dans une suite de bascules bistables placées en série. Ces bascules constituent la mémoire car leur contenu est transféré dans la bascule suivante à chaque impulsion d'horloge.

Pour un bon fonctionnement du système, la période d'horloge θ_r est égale à $\frac{\theta_1}{m}$, θ_1 étant la largeur des impulsions, et m un nombre entier variable caractérisant la modulation de largeur.

La Fig. 1.9. représente l'organisation générale de ce type de corrélateur.

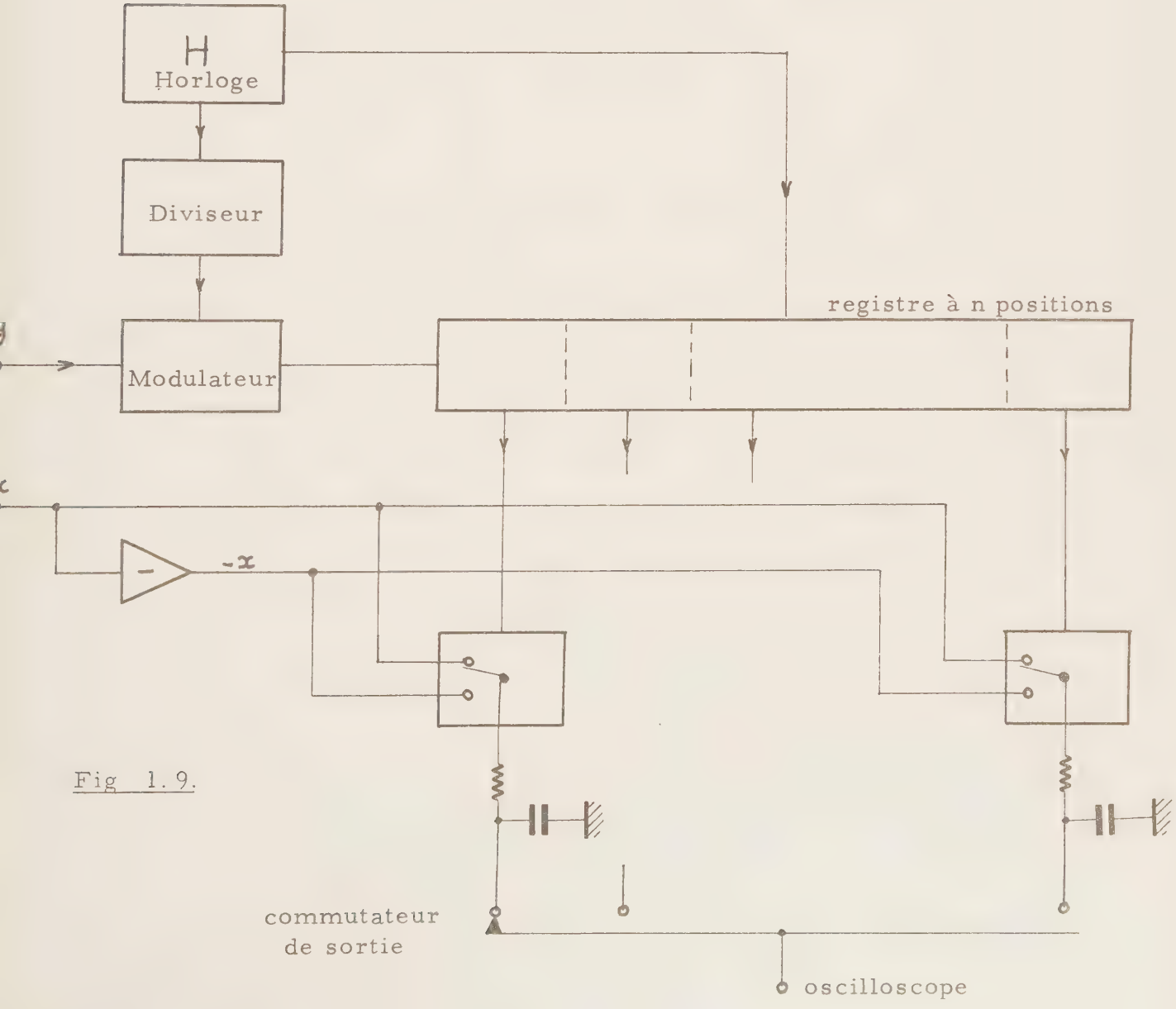


Fig 1.9.

On constate que chaque position du registre est reliée à un commutateur. Les sorties des filtres passe-bas sont connectées à un oscilloscope par l'intermédiaire d'un commutateur de sortie électronique.

1.4. - Applications de la corrélation -

Donnons quelques exemples de corrélation en acoustique.

1.4.1. - Localisation de sources de bruit et détermination de chemin acoustique

Reprenons l'exemple donné par K. W. Goff (6) et illustré par la Fig. 1.10.a.

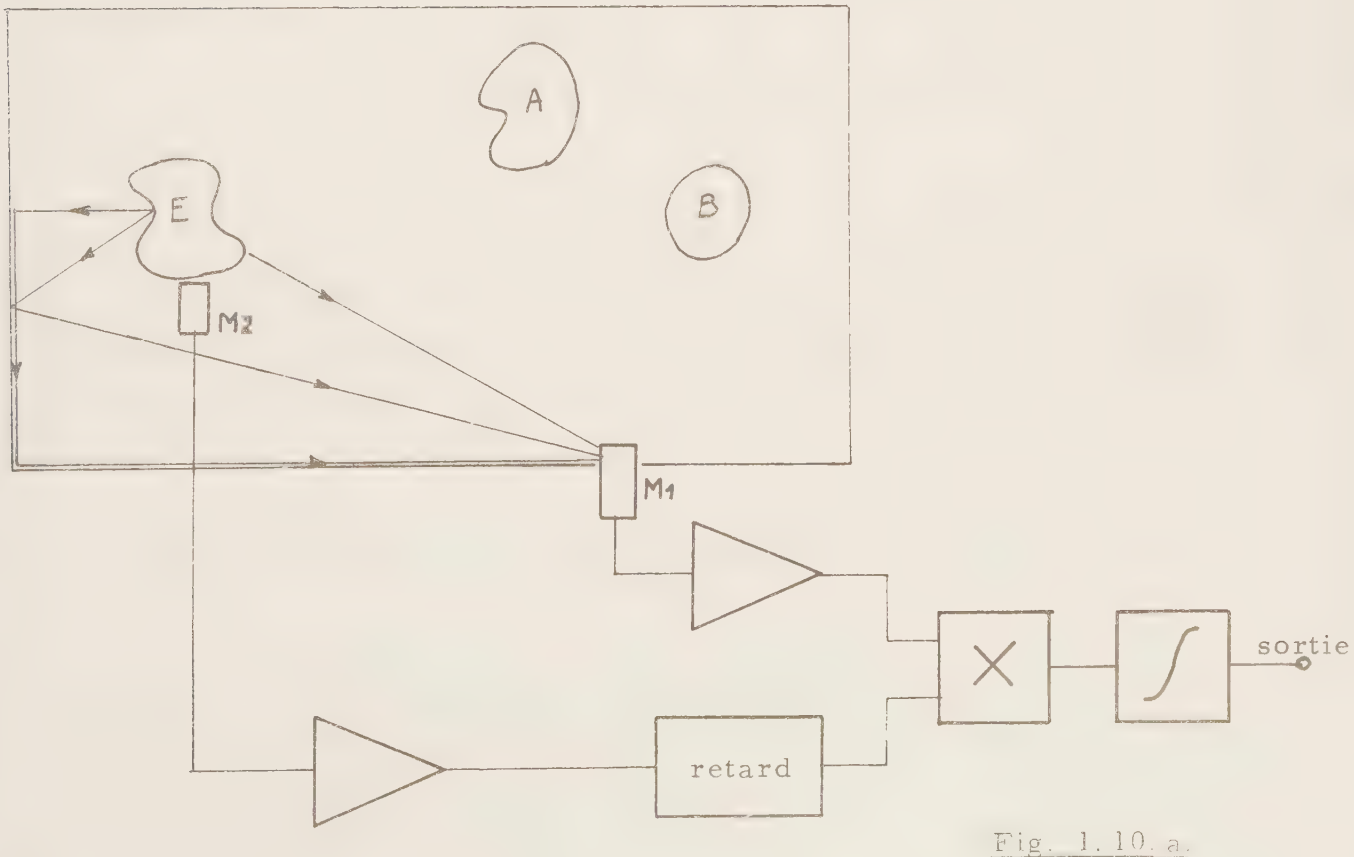


Fig. 1.10.a.

Dans un atelier se trouve réparti un certain nombre de machines A, B, . . . E, . . . On désire connaître l'influence de l'une d'entre elles, par exemple E, sur le niveau de bruit en un point de l'atelier, et la manière dont ce bruit se propage.

Pour cela, on place un premier microphone M_1 à l'endroit où l'on désire étudier le bruit, et un second M_2 en un point très rapproché de la machine concernée E, de façon à ce que le signal capté par M_2 ne provienne essentiellement que de E.

En calculant électroniquement la fonction d'intercorrélation des signaux de chaque microphone, on va par exemple obtenir une courbe semblable à celle de la Fig. 1.10.b.

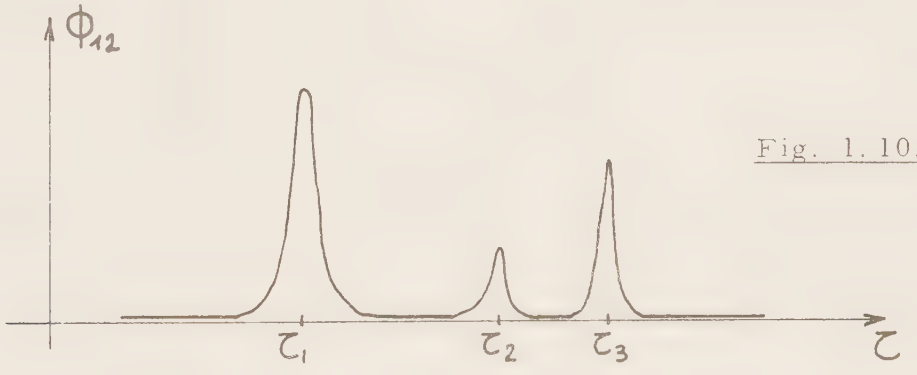


Fig. 1.10.b.

Dans cet exemple, trois chemins acoustiques contribuent au niveau du bruit créé par E en M_1. L'amplitude de chaque pic correspond à l'importance respective de chaque chemin ; les temps τ_1, τ_2, τ_3 mesurant les temps de parcours.

1.4.2. - Mesure de célérités et de cœfficients d'absorption

L'exemple précédent suggère une extension de la méthode précédente à la mesure de célérités d'ondes sonores et de cœfficients d'absorption.

En choisissant convenablement les signaux émis par une source

sonore (nous verrons plus loin l'intérêt de la modulation de fréquence), on peut, par corrélation entre le signal émis et le signal capté en un point éloigné de la source d'une distance D, mesurer le retard T séparant le pic de la fonction de corrélation de l'instant d'émission, et en déduire la célérité de l'onde sonore dans le milieu utilisé ($c = \frac{T}{D}$).

De même, on peut étudier le pouvoir absorbant de certains matériaux, soit en transmission, soit en réflexion (6).

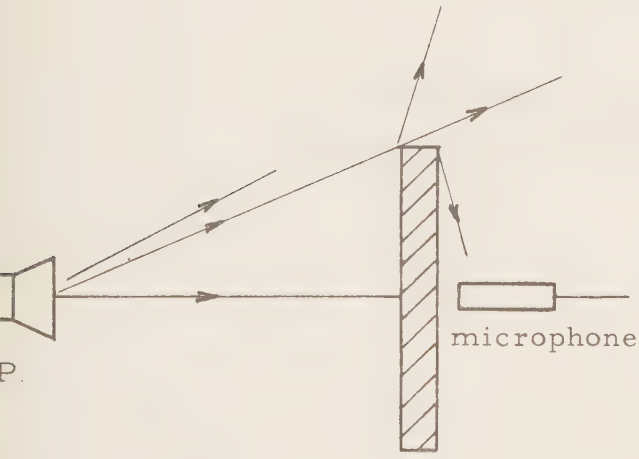


Fig. 1.11.a

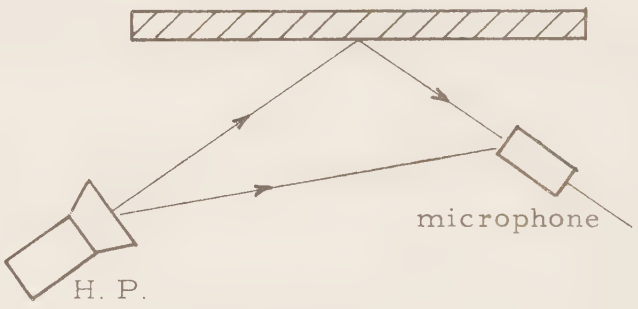


Fig. 1.11.b

Dans le cas de la Fig. 1.11.a on compare les amplitudes des pics de la fonction d'intercorrélation entre le signal émis et le signal capté par M, en présence (ϕ_{21}) et en l'absence (ϕ'_{21}) d'une paroi absorbante à tester. On en déduit le cœfficient d'absorption $A = 20 \log \frac{\phi'_{21}}{\phi_{21}}$

On peut également tester les qualités absorbantes d'un matériau en étudiant le signal réfléchi, comme sur la Fig. 1.11.b.

Dans ces deux cas, le signal émis par la source sonore peut être un bruit quelconque. La corrélation permet de ne tenir compte que des niveaux sonores transmis par les chemins étudiés, et d'éliminer l'influence d'autres chemins acoustiques possibles.

1.4.3. - Extraction d'un signal noyé dans du bruit (2)

Deux cas peuvent se présenter selon que l'on connaisse ou non la forme du signal recherché.

Le premier correspond par exemple à la recherche d'un écho SONAR noyé dans du bruit. Le signal capté par le récepteur est de la forme $x_{(t)} = S_{(t)} + N_{(t)}$, où $S_{(t)}$ représente le signal recherché et $N_{(t)}$ le bruit.

En effectuant l'intercorrélation de $x_{(t)}$ et de $S_{(t + \Delta)}$, où $S_{(t + \Delta)}$ représente le signal recherché décalé de Δ , on obtient :

$$\phi_{xy}(\tau) = E\left(S_{(t)}\ S_{(t + \Delta + \tau)} + N_{(t)}\ S_{(t + \Delta + \tau)}\right)$$

Si on considère que le signal utile $S_{(t)}$ est statistiquement indépendant du bruit $N_{(t)}$, leur fonction d'intercorrélation sera nulle pour toutes les valeurs de τ . Par contre, le terme $E\left(S_{(t)}\ S_{(t + \Delta + \tau)}\right)$ correspondra à la fonction d'autocorrélation de $S_{(t)}$ décalée de Δ .

La détection des signaux noyés dans du bruit pour des rapports signal sur bruit inférieurs à - 40 db est possible.

Dans le cas où l'on ne connait pas la forme du signal utile périodique $S_{(t)}$, on peut calculer la fonction d'autocorrélation du signal capté.

Soit $x_{(t)} = S_{(t)} + N_{(t)}$ le signal capté, où $N_{(t)}$ représente le bruit.

$$\phi_{xx}(\tau) = E\left(S_{(t)} + N_{(t)}\right)$$

$$= E\left(S_{(t)}\right) + E\left(N_{(t)}\right) = \phi_{SS}(\tau) + \phi_{NN}(\tau)$$

si on suppose les deux signaux $S_{(t)}$ et $N_{(t)}$ statistiquement indépendants.

La fonction d'autocorrélation d'un bruit aléatoire tend rapidement vers zéro pour des valeurs croissantes de τ .

Par contre, dans le cas où $S_{(t)}$ est une sinusoïde, sa fonction d'autocorrélation est également une sinusoïde ; elle apparait sur la fonction d'autocorrélation de $x_{(t)}$ pour des valeurs élevées de τ (Fig. 1.12).

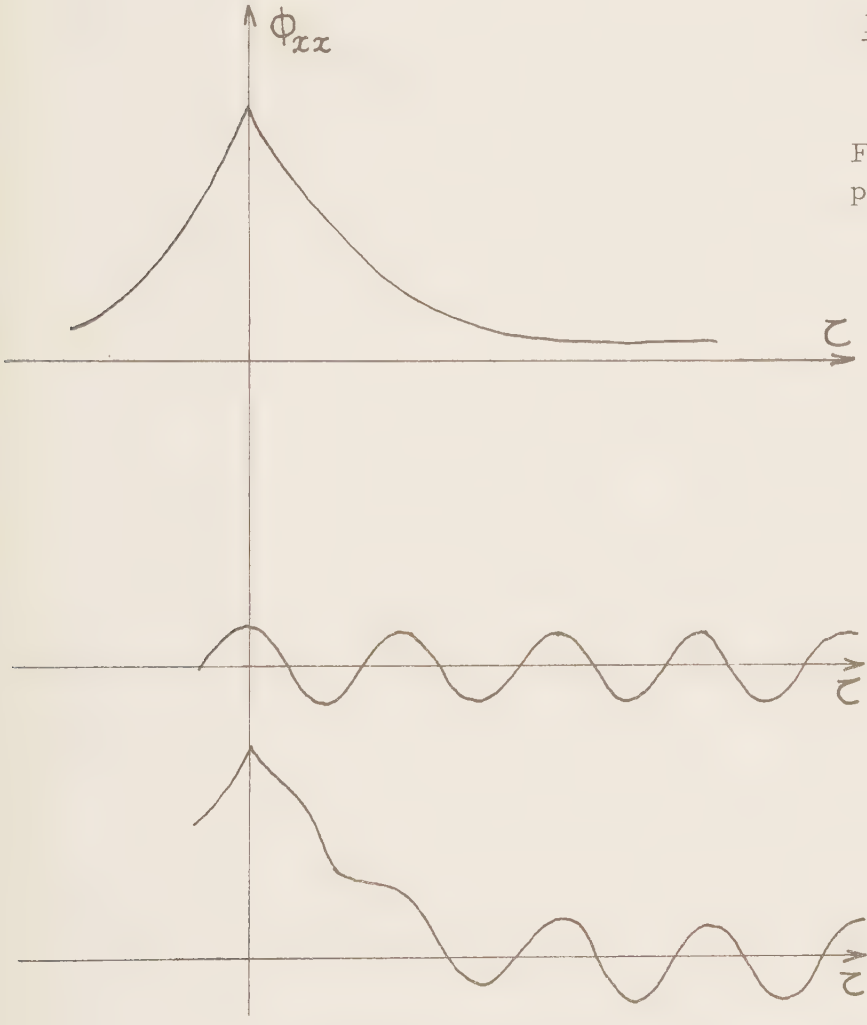


Fig. 1.12.

Fonctions d'intercorrélation pour :

a) bruit seul

b) signal sinusoïdal seul

c) signal mélangé à du bruit

1.4.4. - Applications au domaine de la parole (3)

Les techniques de traitement du signal utilisées en Radar ou en Sonar peuvent être utilisées avec intérêt dans l'analyse de la parole, et en particulier la corrélation.

Les signaux de la parole sont caractérisés par :

- une structure fine du spectre à court terme (fenêtre de 15 à 20 ms)

- l'allure globale du spectre (on enveloppe), qui dépend du locuteur, de son environnement (bruits) et surtout du son émis .

Les techniques classiques d'analyse spectrale ne permettent pas de suivre, et d'analyser avec fidélité le contenu des signaux de parole.

L'autocorrélation et l'intercorrélation semblent offrir de grandes possibilités pour le traitement de tels signaux.

II - REALISATION DU CORRELATEUR

2.1. - Principe -

Nous avons examiné au paragraphe 1.3. les différentes solutions possibles pour la réalisation d'un corrélateur. Dans la mesure où le corrélateur que nous désirions construire était axé sur un problème bien précis : le traitement d'impulsions, modulées ou non en fréquence, de durée très brève (jusqu'à 1 ms), nous avons cherché une solution bien adaptée à ce cas précis. Utiliser une solution numérique nous aurait conduit, pour obtenir une bonne précision, à prévoir des fenêtres d'échantillonnage étroites, et surtout à des convertisseurs analogique-numérique très rapides, donc très coûteux. Tout le système aurait dû fonctionner à des fréquences d'horloge élevées pour permettre de traiter les plus hautes fréquences possibles (100 kHz).

Pour ces différentes raisons, nous avons choisi un mode de calcul analogique, d'autant plus qu'il existe maintenant sur le marché des circuits intégrés linéaires, multiplicateurs et intégrateurs, présentant de bonne performances, en fréquence notamment.

Nous retrouvons dans la figure 2.1. qui représente le schéma synoptique simplifié, les deux circuits de base d'un corrélateur analogique : le multiplicateur et l'intégrateur (blocs 6 et 7).

Nous avons également remarqué que l'inconvénient majeur des corrélateurs analogiques était la nécessité de trouver un élément retardant le signal émis d'un temps qui pouvait être de l'ordre de la seconde. Le spectre du signal émis pouvant être très étendu, l'élément créant le retard nécessaire serait d'un coût prohibitif ou bien même technologiquement irréalisable.

Pour cette raison, nous avons pensé à utiliser le retard lié au

2 AMPLI D'EMISSION

3 TRANSDUCTEUR D'EMISSION

4 TRANSDUCTEUR DE RECEPTION

5 AMPLI DE RECEPTION

6 MULTIPLICATEUR

7 INTEGRATEUR

8 PORTE ANALOGIQUE

9 - 16 Voir figure 2.4.

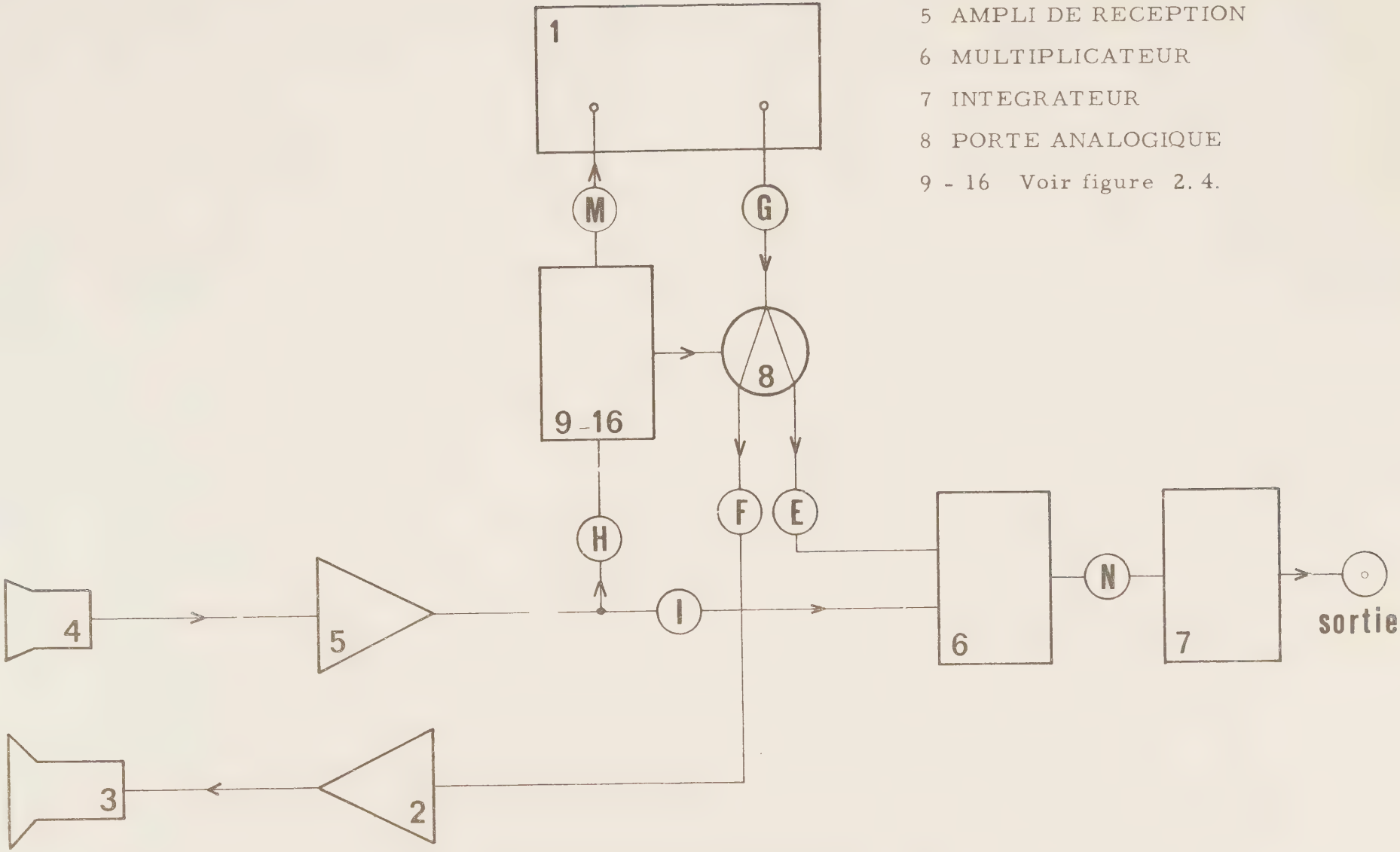


FIGURE 2.1. SCHEMA SYNOPTIQUE SIMPLIFIE

phénomène de propagation acoustique lui-même : le procédé utilisé consiste à détecter l'écho provenant de la cible visée, et à générer à partir de ce signal une impulsion déclenchant à nouveau la production d'un signal électrique identique au signal précédemment émis. Un système d'aiguillage approprié permet de diriger ce signal électrique, non sur le transducteur d'émission, mais sur l'une des entrées du multiplicateur analogique. La source de signaux utilisée, un générateur WAVETEK 114, convient parfaitement à ce type de procédé. Il peut délivrer, en effet, des trains d'ondes, modulés linéairement en fréquence, à partir d'impulsions extérieures de déclenchement positives ou négatives, conformément à la figure 2.2.

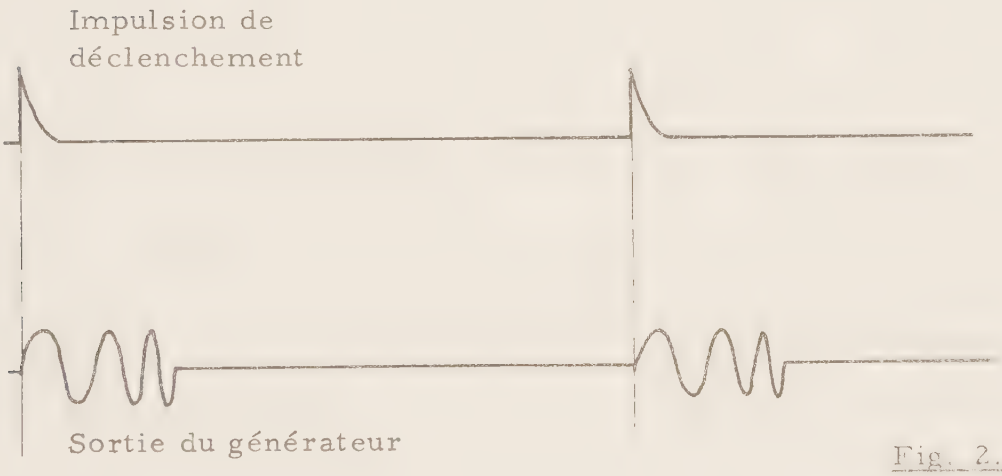


Fig. 2.2.

On peut régler séparément : la durée des trains d'ondes, la fréquence minimale du signal modulé, la fréquence maximale, l'amplitude du signal. La modulation se fait toujours à fréquence croissante, la profondeur de modulation $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ est réglable de 1 à 20 ; la fréquence de sortie peut monter jusqu'à 1 MHz, son niveau de sortie est ajustable entre 0 et 30 volts crête à crête.

Nous avons vu au paragraphe 1.2.3. que la fonction que l'on

désirait calculer pouvait s'écrire :

$$\phi_{xy}(\tau) = \frac{1}{Ti} \int_{o}^{Ti} x_{(t)}\, y_{(t+\tau)}\, dt$$

On peut l'écrire sous la forme :

$$\phi_{xy}(\tau) = \frac{1}{Ti} \int_{o}^{Ti} x_{(t-\tau)}\, y_{(t)}\, dt$$

en considérant que l'instant initial t = o correspond au début du signal $y_{(t)}$ à traiter, et en appelant Ti le temps d'intégration.

En fait, la variation de τ ne se fera pas de façon continue, mais avec un pas $\Delta\tau$ donné. La fonction calculée s'écrira :

$$\phi_{xy}(n) = \frac{1}{Ti} \int_{o}^{Ti} x_{(t-(\tau + n\Delta\tau))}\, y_{(t)}\, dt$$

où $y_{(t)}$ représente l'écho reçu de la cible, $x_{(t)}$ le signal d'émission. τ est un élément paramétrique du retard apporté à la fonction $x_{(t)}$; il représente le délai de propagation acoustique séparant l'instant d'émission, de l'instant de réception de l'écho. On ajoute à ce retard un retard incrémental $n\Delta\tau$ n variant de 0 à un maximum, que l'on a fixé à 1024 pour avoir une bonne définition de la fonction $\phi_{xy(n)}$

Pratiquement, ce retard incrémental $n\Delta\tau$ sera réalisé en retardant de cette quantité l'impulsion générée par la détection de l'écho, et destinée à déclencher une seconde fois le générateur Wavetek.

Dans le schéma simplifié de la Fig. 2. 1. l'ensemble des circuits 9 à 16 remplit les fonctions suivantes : base de temps, détection d'écho, mise en forme de l'impulsion de déclenchement, retard incrémental de celle-ci, et quelques autres comme la commande des aiguillages.

La Fig. 2. 3. représente la forme de différents signaux pris en

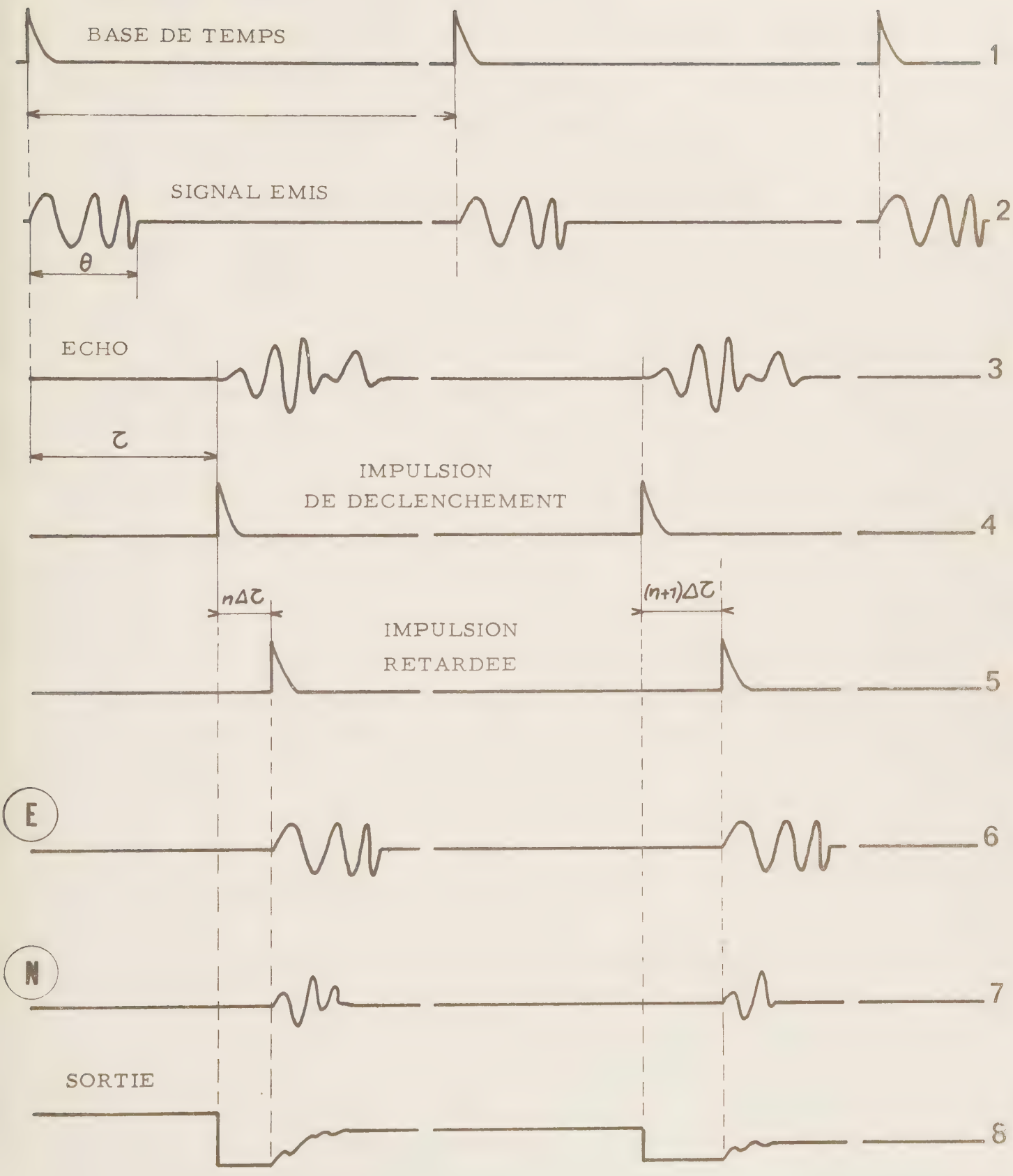

BASE DE TEMPS
1
SIGNAL EMIS
2
θ
ECHO
3
τ
IMPULSION
DE DECLENCHEMENT
4
nΔτ
(n+1)Δτ
IMPULSION
RETARDEE
5
E
6
N
7
SORTIE
8

FIGURE 2.3

plusieurs points du schéma simplifié, et montre leur correspondance temporelle ; en particulier on y relève différents temps caractérisant le fonctionnement de l'ensemble :

To : période du signal base de temps
θ : durée du signal émis
τ : retard de l'écho par rapport au signal émis
$n\Delta\tau$: retard supplémentaire, entre l'impulsion nécessaire au deuxième déclenchement du générateur Wavetek et l'écho.

En fait, le signal M appliqué à l'entrée de déclenchement du générateur est une somme des signaux 1 et 5 de la Fig. 2.3., de même que le signal G de sortie du générateur est une somme des signaux 2 et 6.

La porte analogique 8, commandée par un signal convenable, permet de diriger alternativement le signal F sur l'amplificateur d'émission, et le signal E sur le multiplicateur.

Le domaine de fréquence dans lequel nous désirons travailler s'étend de 1 kHz à 100 kHz. L'appareil doit pouvoir traiter des signaux provenant de microphones ou d'hydrophones d'amplitude comprise entre 10 mV et 500 mV.

2.2. - Organisation détaillée du corrélateur -

La Fig. 2.4. représente le schéma synoptique détaillé du corrélateur. On y retrouve les blocs 1 à 8 du schéma simplifié. Ils remplissent les fonctions de base du corrélateur (amplificateurs, multiplicateur, intégrateur).

Il a été indiqué plus haut que la deuxième impulsion déclenchant le générateur Wavetek était produite à partir de l'écho renvoyé par la cible, mais en fait le commutateur (17) permet, en plus du mode de fonctionnement "déclenché" déjà décrit, un deuxième mode de fonctionnement "automatique", pour lequel le retard paramétrique τ de la deuxième impulsion de déclen-

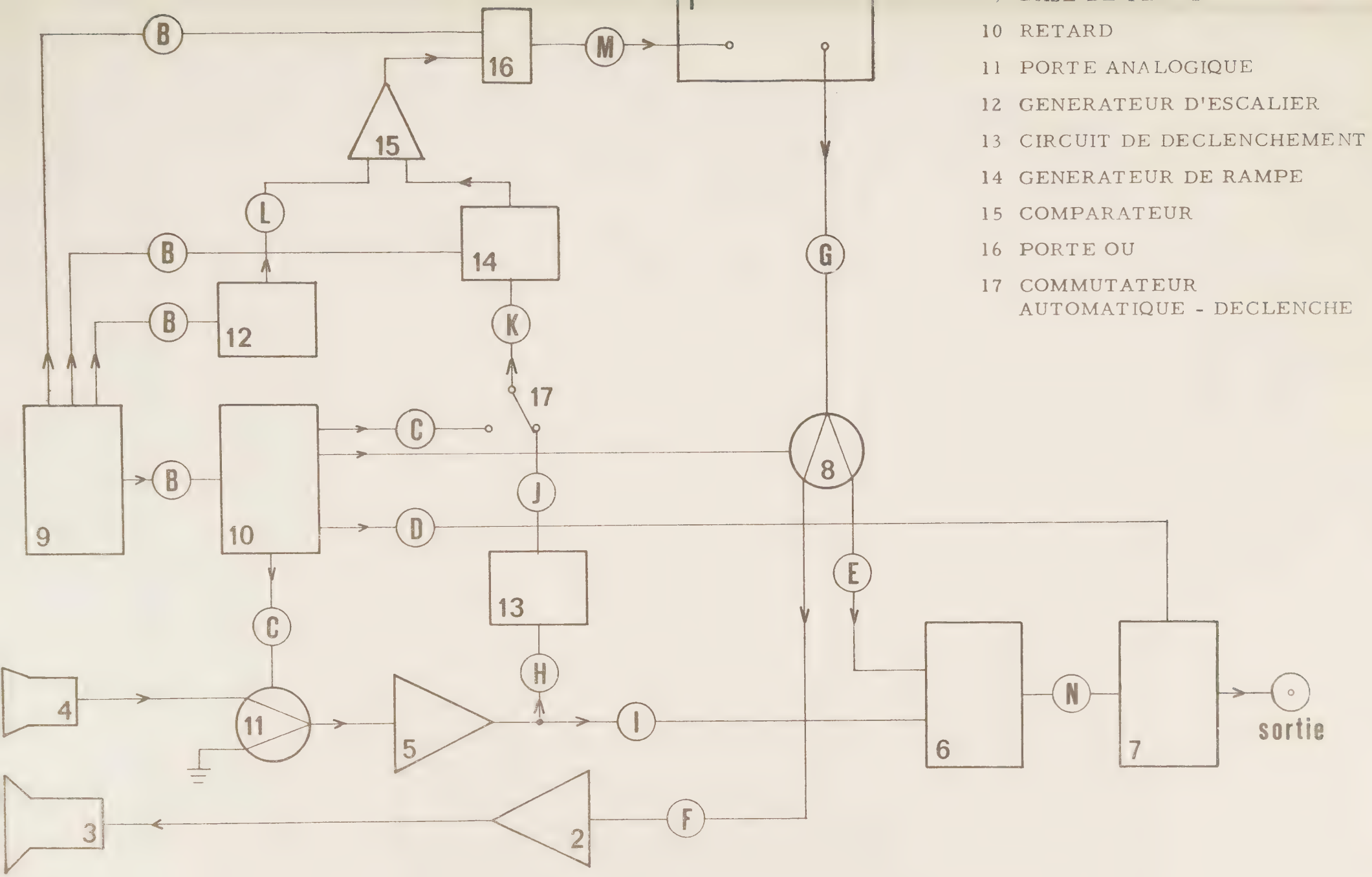


FIGURE 2.4. SCHEMA SYNOPTIQUE

chement est produit par un générateur de retard interne (10).

2.2.1. - Mode de fonctionnement déclenché

Sur la Fig. 2.5. sont tracés les principaux signaux existant dans le mode de fonctionnement déclenché. La base de temps (9) fournit un signal d'horloge B qui fixe la périodicité To d'un cycle de fonctionnement du corrélateur. Une impulsion produite par cette base de temps permet, par l'intermédiaire d'une porte OU (16), un premier déclenchement du générateur Wavetek, ce qui entraîne l'émission d'un signal acoustique.

L'écho de ce signal acoustique réfléchi par la cible, est reçu par le transducteur (4) et amplifié par l'amplificateur de réception (5) (signaux H et I). Le circuit de déclenchement (13) délivre une impulsion à front négatif raide dès que l'écho est détecté. Ce front négatif raide engendre une rampe linéaire d'amplitude A et de durée réglable T_D (bloc 14). Le signal B de la base de temps est également utilisé pour produire un signal en escalier d'amplitude maximum A ; chaque nouvelle marche de cet escalier est produite par une impulsion de la base de temps ; l'amplitude de chaque marche est constante et égale à $\frac{A}{1024}$ (le signal contient 1024 marches).

La rampe linéaire sortant du circuit (14) et le signal en escalier sont appliquées aux deux entrées d'un comparateur (15). La sortie de celui-ci est positive lorsque la rampe linéaire est supérieure au signal en escalier, et négative dans le cas contraire. La transition entre ces deux états est très rapide (50 ns).

On trouve donc à la sortie du comparateur un signal dont le front positif présente un retard incrémental par rapport au début de l'écho. Ce retard incrémental a pour maximum la durée T_D de la rampe linéaire.

Le signal de sortie du comparateur est appliqué à l'entrée de

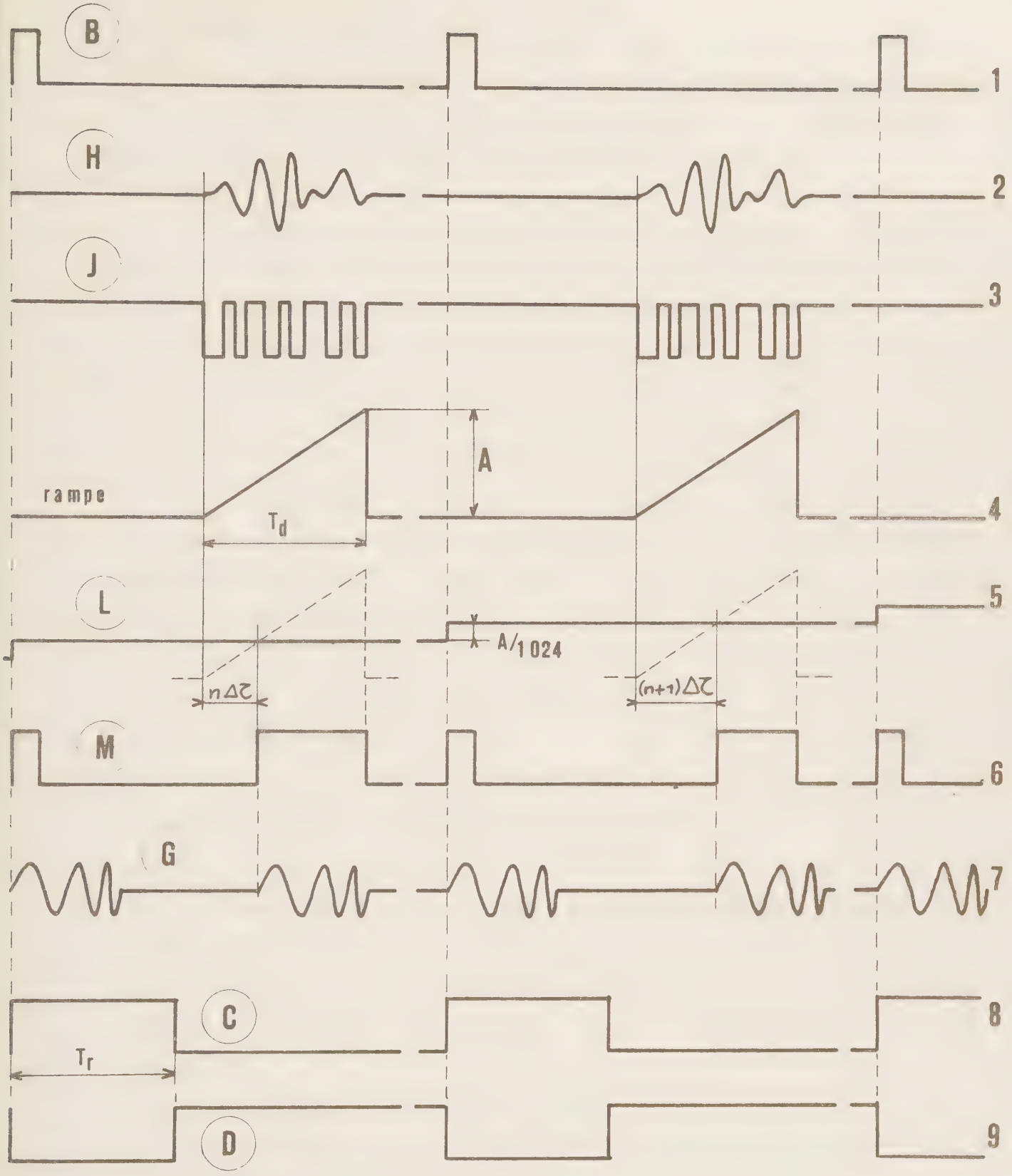


figure 2·5

déclenchement du générateur Wavetek par l'intermédiaire de la porte OU (16). Le générateur délivre donc successivement deux signaux d'émission, l'un au moment de l'application de l'impulsion de la base de temps, l'autre lors de l'application du front positif de sortie du comparateur.

Le générateur de retard (10) permet l'aiguillage de ces deux signaux alternativement sur la voie d'émission, puis sur l'entrée du multiplicateur ; il délivre deux créneaux C et D de durée T_R, à partir de l'impulsion de la base de temps. Durant cet intervalle T_R la sortie du générateur Wavetek est dirigée sur la voie d'émission ; elle est dirigée ensuite sur le multiplicateur.

Le générateur de retard remplit aussi d'autres fonctions ; le créneau C est utilisé pour bloquer l'entrée de l'amplificateur de réception pendant l'intervalle T_R, de façon à éviter de saturer les étages d'entrée de cet ampli pendant l'émission du signal acoustique ; le signal D est envoyé au bloc intégrateur (7) pour assurer la remise à zéro périodique de l'intégrateur pendant l'intervalle T_R et pour commander ensuite le mode de calcul de l'intégrateur.

2.2.2. - Mode de fonctionnement automatique

Sur la Fig. 2.4. on constate qu'en fonctionnement automatique, la seule différence apportée à l'organisation du corrélateur est l'utilisation du signal C provenant du générateur de retard (10) pour déclencher le début de la rampe linéaire.

Dans ce mode de fonctionnement, on peut en jouant sur le temps T_R n'utiliser qu'une partie de l'écho reçu, en éliminant par exemple des signaux parasites. On peut également utiliser le corrélateur à d'autres buts que celui initialement prévu, par exemple pour la mesure précise de temps de propagation.

2.3. - Description des différents circuits électroniques -

Le corrélateur est réalisé sur onze plaquettes imprimées du même format, neuf pour les circuits du corrélateur proprement dit, deux pour les alimentations. L'amplificateur d'émission (2) est placé à l'extérieur du corrélateur de manière à l'adapter aux différents émetteurs acoustiques possibles.

Les onze plaquettes regroupent les blocs de la Fig. 2.4. de la manière suivante :

plaquette n° 1	:	blocs 8, 9 et 10
plaquette n° 2	:	blocs 5 et 11
plaquette n° 3	:	bloc 13
plaquette n° 4	:	blocs 14, 15 et 16
plaquettes n° 5, 6 et 7	:	bloc 12
plaquette n° 8	:	bloc 6
plaquette n° 9	:	bloc 7

Tous les circuits fonctionnent à partir de deux sources d'alimentation : + 15 volts et - 15 volts ; ces deux niveaux ont été choisis en raison de l'utilisation de circuits intégrés linéaires fonctionnant normalement sous ces deux tensions.

Nous allons décrire successivement les circuits électroniques de ces onze plaquettes.

2.3.1. - Plaquette n° 1 (Fig. 2.6.)

Base de temps :

Les transistors T_1, T_2 et T_3 constituent la partie base de temps de la plaquette n° 1. T_1 est un transistor unijonction monté en circuit relaxateur classique alimenté sous 30 volts ; il délivre sur la résistance de

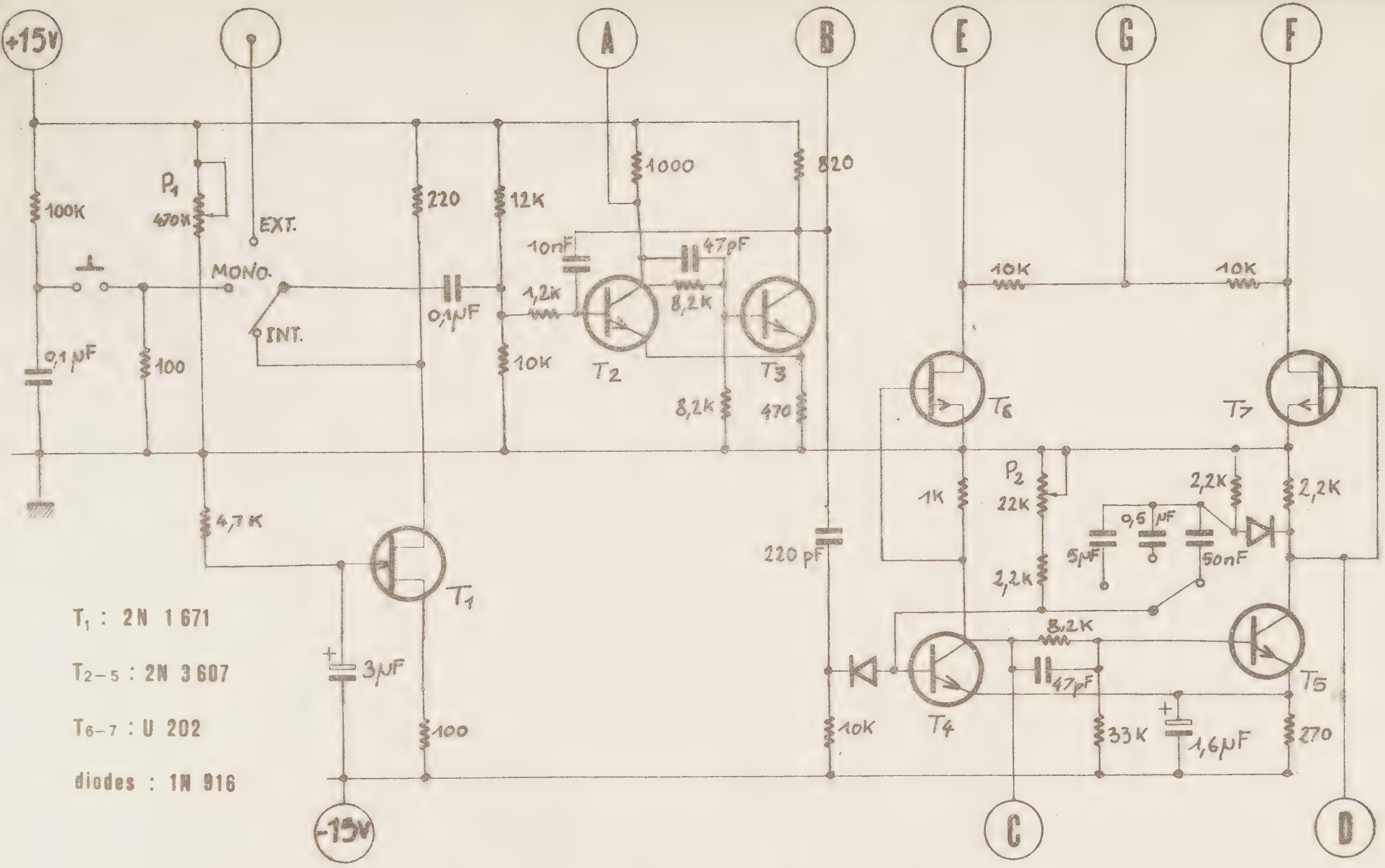


figure 2.6. base de temps & retard

220 ohms une impulsion négative d'amplitude égale à 3 volts ; la période de récurrence est réglée par le potentiomètre P_1 entre 20 ms et 1,3 s.

Les transistors T_2 et T_3 constituent une bascule de Schmitt destinée à mettre en forme l'impulsion de sortie du transistor unijonction. Une modification apportée au schéma classique, un condensateur de 10 nF en réaction, retarde le deuxième basculement du circuit (comme dans le circuit univibrateur) et permet d'obtenir à la sortie une impulsion rectangulaire de durée 0,8 ms, de temps de montée 40 ns et de temps de descente 15 ns.

En A, on trouve une impulsion en forme de créneau négatif d'amplitude 8 volts, en B il s'agit d'un créneau positif de même amplitude.

Un commutateur à trois positions permet de remplacer l'oscillateur à transistor unijonction, par un générateur externe (position EXT), ou de déclencher la bascule de Schmitt à partir d'une impulsion unique, produite par enfoncement d'un bouton-poussoir (fonctionnement en monocoup).

Générateur de retard

Le signal B de sortie de la bascule de Schmitt est appliqué à l'entrée d'un univibrateur réalisé autour des transistors T_4 et T_5. Il s'agit du schéma classique d'univibrateur, modifié par la division de la résistance de charge du deuxième transistor, en deux résistances placées en parallèle et reliées par une diode. Cette modification a pour but d'éviter la remontée exponentielle lente de la tension collecteur de T_5 au blocage de celui-ci : en effet dans le circuit utilisé cette remontée se fait toujours au point de jonction du condensateur C_2 et de la première résistance de 2,2 kΩ , mais la remontée est rapide sur le collecteur de T_5 puisque la diode est dans ce cas bloquée instantanément.

Le temps de retard est réglé de façon continue par le potentiomètre P_2 et, de façon discrète, par un commutateur mettant en service trois valeurs différentes de la capacité C_2 ; les trois gammes de retard

s'étendent de :

100 μs	à	1 ms
1 ms	à	10 ms
10 ms	à	100 ms

Les créneaux en C et en D ont une amplitude de 10 volts ; le signal en D a un temps de montée de 200 ns et un temps de descente de 40 ns.

Porte analogique

Les transistors T_6 et T_7 constituent la porte analogique qui permet d'aiguiller le signal de sortie du générateur Wavetek, soit sur l'amplificateur d'émission, soit sur le multiplicateur. Il s'agit de transistors MOS qui présentent la propriété intéressante d'avoir un espace drain-source à conduction symétrique pour les faibles valeurs de la tension drain-source ; la technologie même des transistors MOS (ou bien des transistors FET) permet de considérer comme constante la résistance drain-source pour de faibles tensions drain-source (positives ou négatives) et pour une tension de polarisation sur la grille donnée ; de plus, si on fait varier cette tension grille, on limite plus ou moins la largeur du canal où transitent les porteurs de l'espace drain-source, ce qui modifie la résistance drain-source. Cette variation pour certains types de transistors MOS ou FET peut aller d'un minimum très faible (inférieur à 50 ohms) à un maximum de 10^{10} ohms. Ces propriétés sont résumées sur la Fig. 2.7. pour un transistor BF W 10 de type MOS canal n à déplétion.

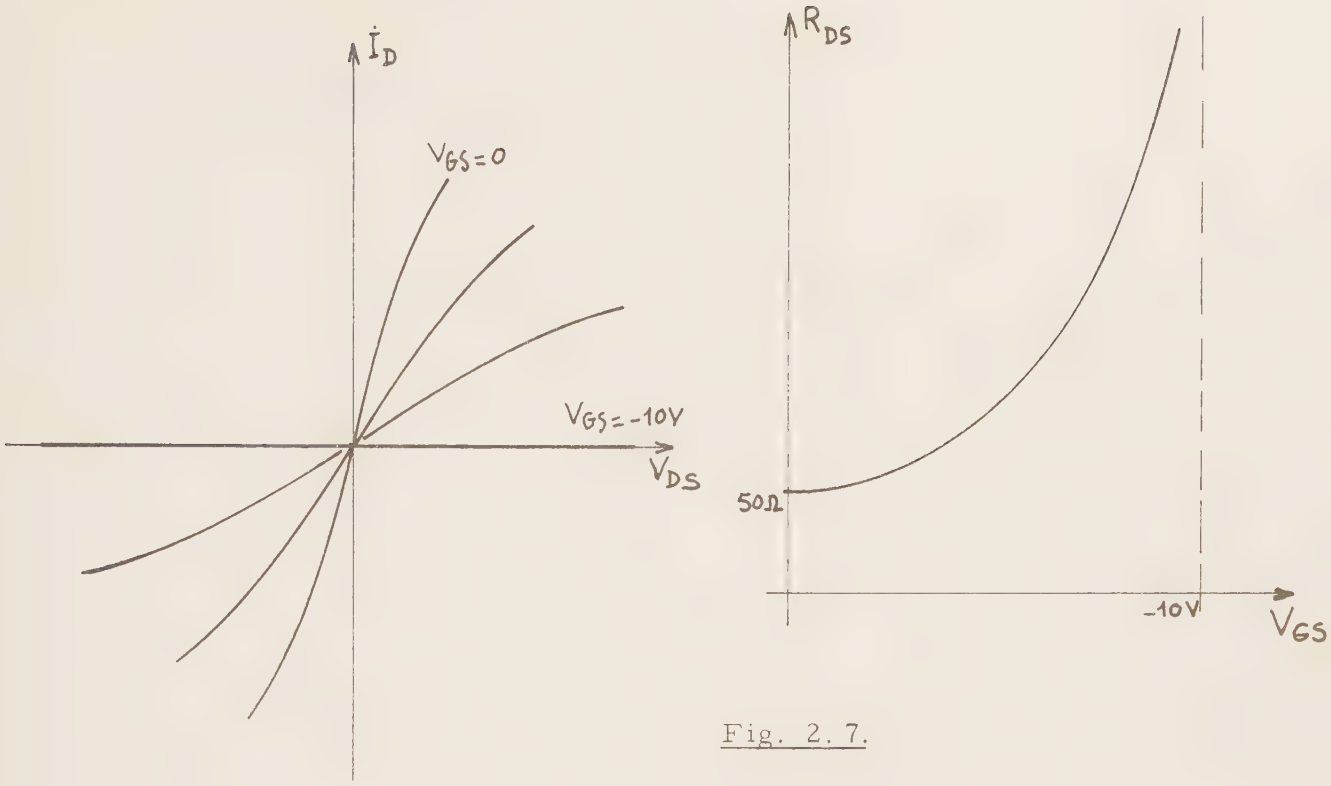


Fig. 2.7.

Le montage utilisé pour T_6 et T_7 correspond à celui de la Fig. 2.8.

Pour obtenir de bons résultats, la résistance d'attaque R doit être la moyenne géométrique entre la résistance minimale du transistor MOS, et la résistance d'entrée Re du circuit commandé ; de plus Re doit être très grand devant la résistance minimale du transistor MOS. Lorsque la tension grille est au niveau zéro, la tension e_2 est très faible :

$$e_2 = \frac{e_1 \ R\ min}{R\ min + R} \quad .$$

Lorsque la tension grille est à la tension -10 volts, la tension e_2 est pratiquement égale à e_1 : $\quad e_2 = \dfrac{e_1 \ R\ max}{R\ max + R}$

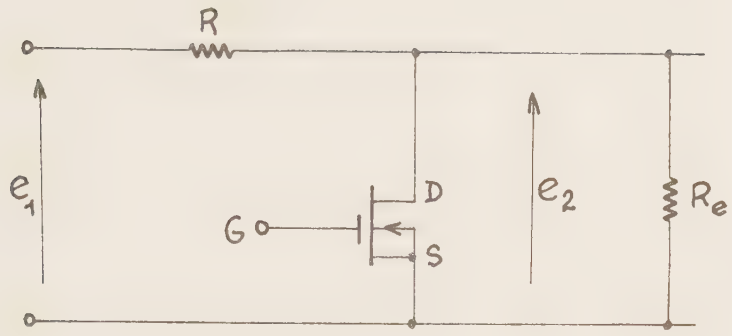


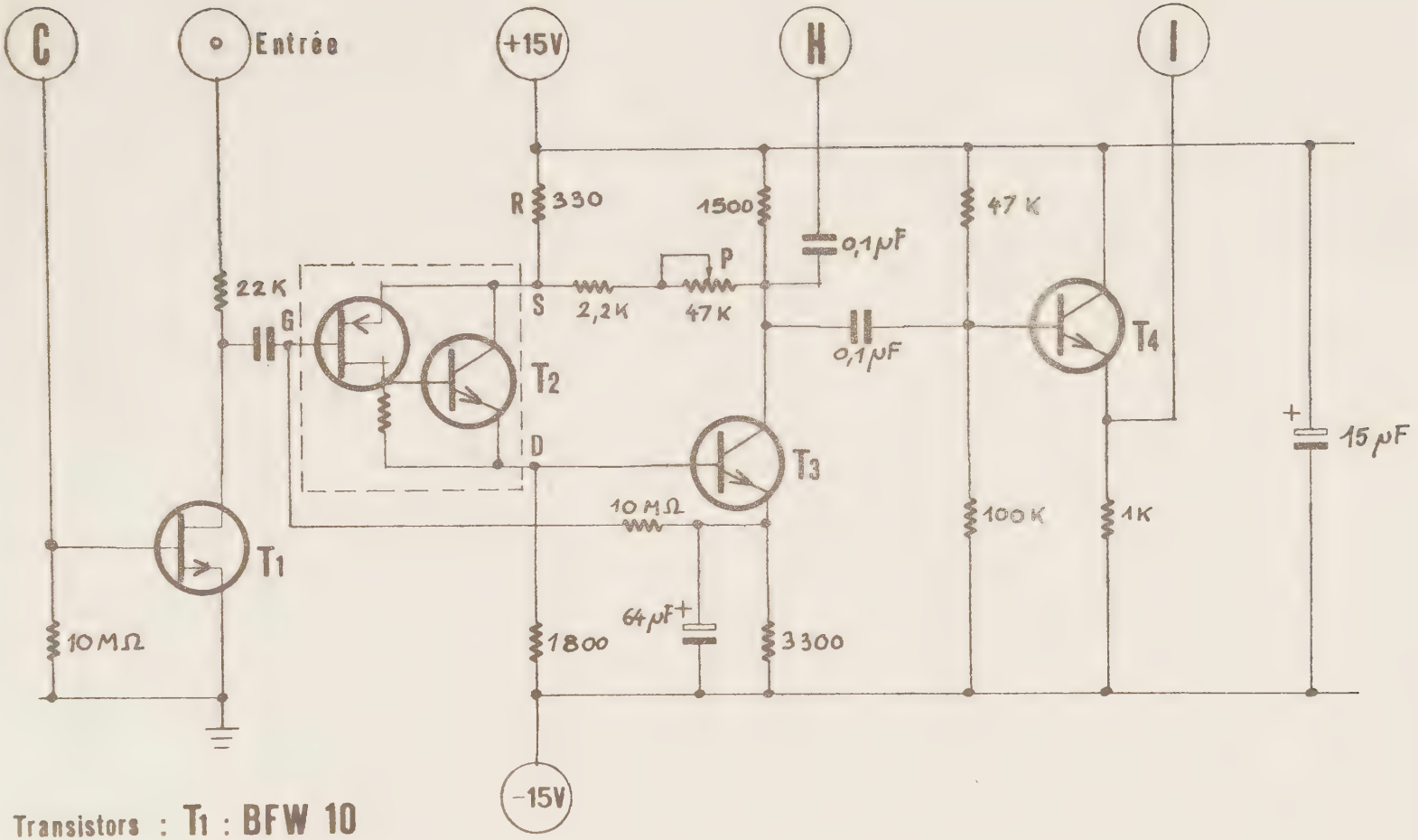
Fig. 2.8.

D'après le branchement des grilles de commande T_6 et T_7 sur les sorties C et D de l'univibrateur de retard, on constate que la sortie du générateur Wavetek est reliée à l'entrée de l'amplificateur d'émission durant l'intervalle de temps T_R et à l'entrée du multiplicateur dès la fin du créneau de durée T_R.

2.3.2. - Plaquette n° 2 : amplificateur de réception (Fig. 2.9.)

L'amplificateur proprement dit est constitué par les transistors T_2, T_3 et T_4. T_2 est en fait un transistor composite TAA 320 de la Radiotechnique groupant sous un même boitier un transistor MOS suivi d'un transistor bipolaire n-p-n. L'ensemble présente l'avantage de posséder une résistance d'entrée très élevée, et une bonne pente $g = \frac{i\,D\,S}{G\,S}$ (g = 75 m A/V pour I_D = -10 mA).

Le transistor T_3 est chargé dans son collecteur, et présente une faible impédance d'entrée en alternatif puisque sa résistance d'émetteur est fortement découplée ; pour cette raison, T_2 se comporte comme un générateur



Transistors : T_1 : BFW 10

T_2 : TAA 320

T_3, T_4 : 2N 929

figure 2.9. : amplificateur

de courant i_D débitant dans la base de T_3 ; grâce au gain en courant de T_3, ce courant i_D se retrouve amplifié dans le collecteur de T_3, et provoque dans la résistance de charge de T_3 une chute de tension proportionnelle à la tension grille-source de T_2, avec un facteur d'amplification élevé.

Le gain réel de T_2, T_3 est fixé par la contre-réaction existant entre le collecteur de T_3 et la source de T_2, du fait de la résistance variable P_3.

Le gain en boucle ouverte de l'ensemble T_2, T_3 étant élevé, le gain avec contre-réaction tend à être égal à l'inverse du taux de contre-réaction : $G = \frac{P_3}{R}$

La stabilité du montage est assurée par le procédé de polarisation de la grille de T_2 : une résistance de fuite de 10 M relie la grille à l'émetteur de T_3, et constitue une contre-réaction continue.

Le signal de sortie peut être prélevé à basse impédance en H (300 Ω au gain maximum). De plus, un circuit adaptateur (transistor n-p-n en émetteur suiveur) a été prévu pour fournir une deuxième sortie indépendante à basse impédance.

Enfin le transistor T_1 est un transistor MOS BFW 10 fonctionnant en porte analogique, et qui sert à mettre l'entrée à la masse pendant l'émission du signal acoustique, afin d'éviter la saturation de l'amplificateur.

La courbe de la Fig. 2.10. représente la variation du gain en fonction de la résistance P_3. Pour obtenir une variation de 10 à 110, un potentiomètre de 47 kΩ a été placé en série avec une résistance de butée de 3 kΩ .

Le graphique de la Fig. 2.11. représente les courbes de réponse

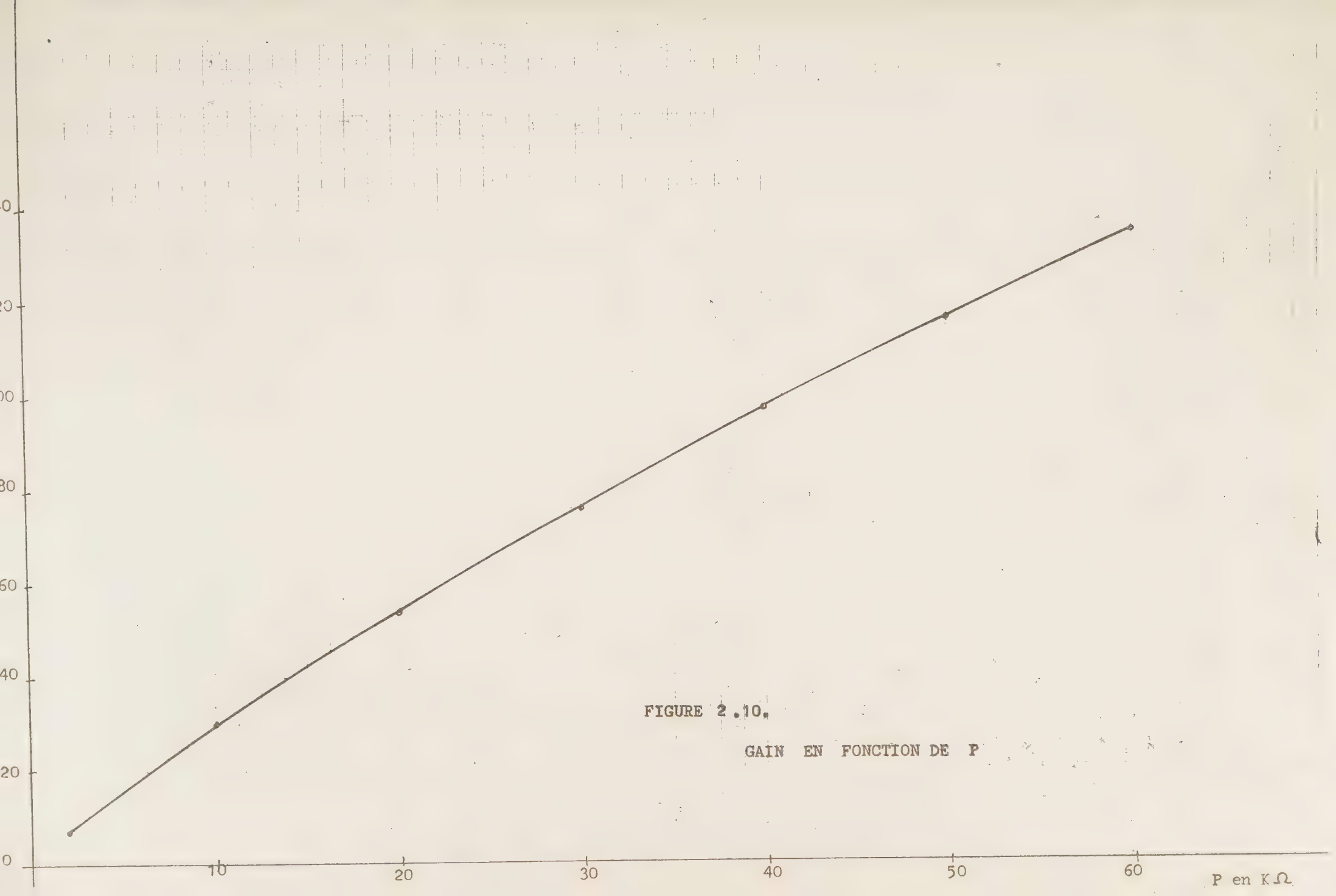


FIGURE 2.10.

GAIN EN FONCTION DE P

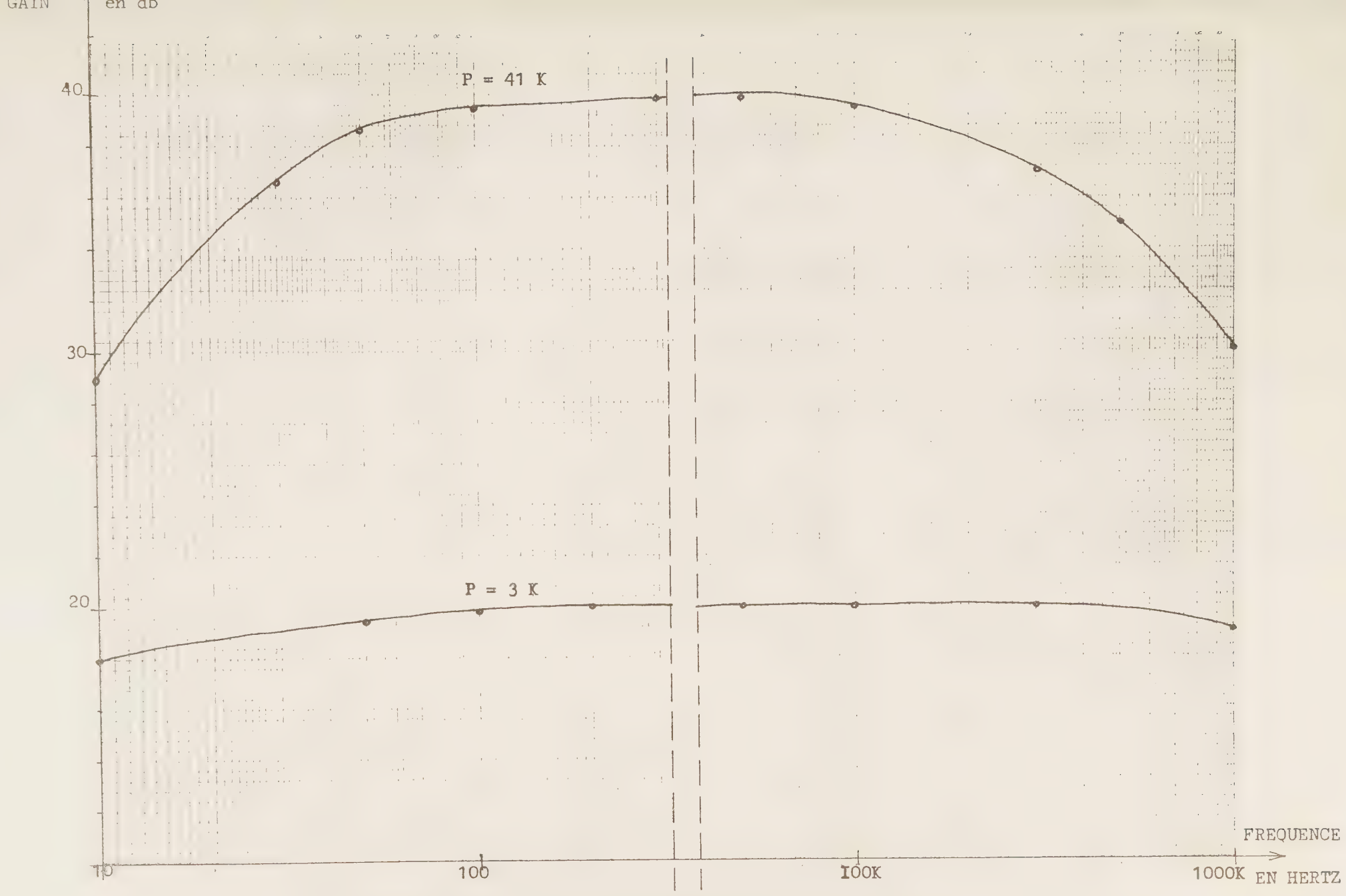


FIGURE 2.11. Courbes de réponse de l'amplificateur

de l'amplificateur pour des gains de 10 et de 100 à 10 kHz.

2.3.3. - Plaquette n° 3 : Circuit de déclenchement (Fig. 2.12.)

En fonctionnement déclenché, le signal de sortie de l'amplificateur de réception est utilisé pour provoquer le départ de la rampe linéaire, produisant par comparaison avec le signal en escalier, le retard incrémental n $\Delta\tau$. Il est donc nécessaire d'utiliser un circuit de mise en forme délivrant dès l'apparition du début de l'écho, un front négatif raide nécessaire à la commande de la rampe.

Ce circuit de déclenchement comprend trois circuits élémentaires placés en série :

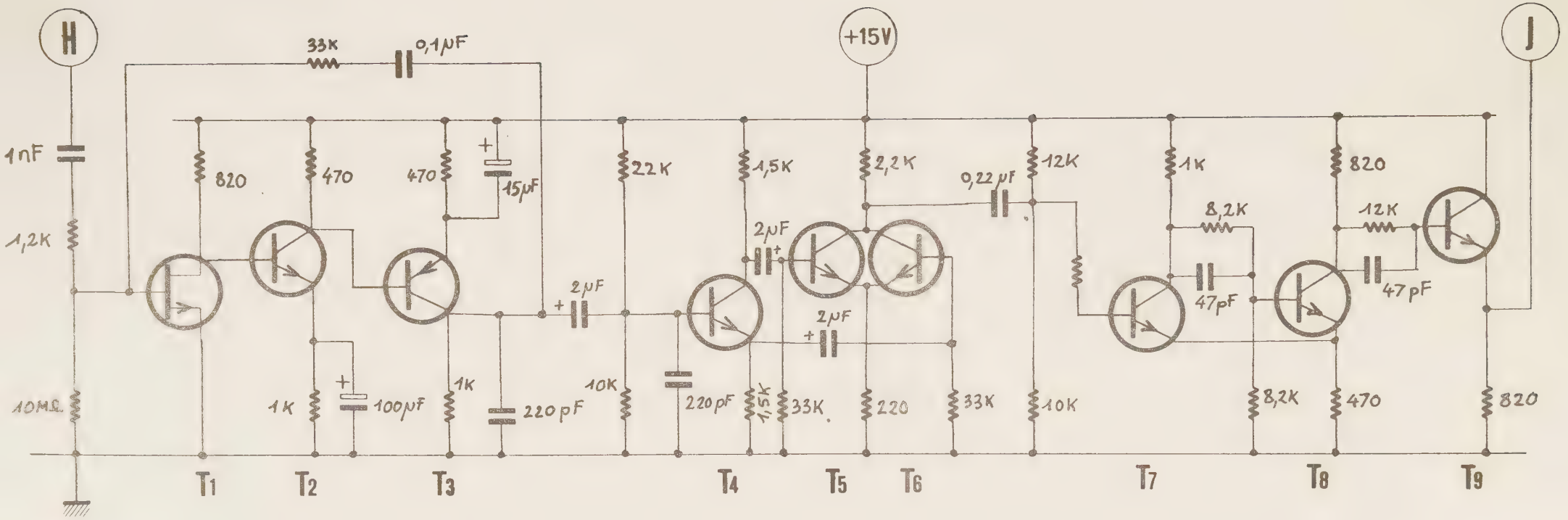
- un amplificateur dérivateur
- un redresseur double alternance
- une bascule de Schmitt.

L'amplificateur dérivateur a pour but de transformer l'écho acoustique en un signal dérivé présentant une tension aussi grande que possible à la naissance du signal.

Il se compose de trois transistors T_1, T_2 et T_3 connectés en liaison directe et présentant un gain en boucle ouverte élevé.

Le premier étage de cet amplificateur est constitué par un transistor MOS ce qui permet d'avoir une impédance d'entrée très élevée.

L'amplificateur est monté, conformément au schéma de la Fig. 2.13, en circuit dérivateur.



T1 : MOS 151 A

T2 : 2N 3405

T3 : 2N 2905

T4-9 : 2N 3605

figure 2.12 : circuit de déclenchement

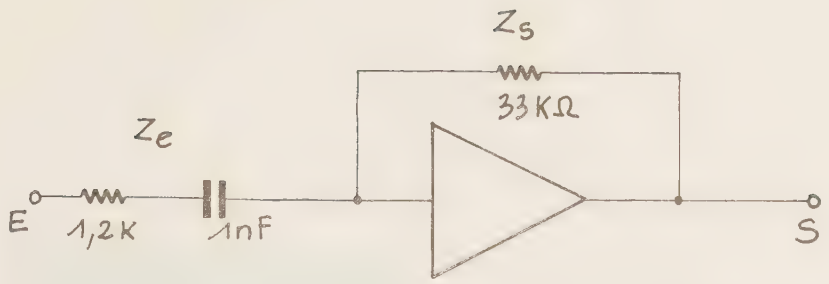


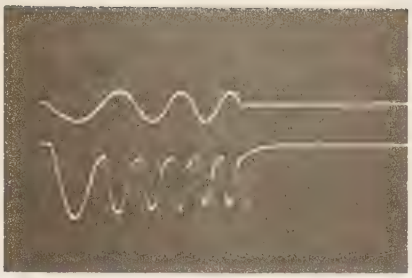
Fig. 2.13.

Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur étant très élevé, et son impédance d'entrée étant très grande, les courants dans Ze et dans Zs s'équilibrent au point de sommation que constitue la grille du transistor T_1. Le gain est par conséquent égal à $G = -\frac{Zs}{Ze}$. Le dérivateur idéal utiliserait une résistance de 33 k Ω pour Zs et un condensateur de 1 nF pour Ze. En plus de ces éléments une faible résistance de 1,2 k Ω a été introduite dans Ze pour assurer une bonne stabilité du montage en limitant le gain aux hautes fréquences.

Le signal acoustique provenant de la cible peut débuter sur une alternance positive ou bien négative, c'est-à-dire que le signal dérivé peut présenter au départ une variation positive ou négative.

Pour éviter l'utilisation d'un inverseur permettant de choisir un mode de déclenchement positif ou négatif, on a préféré utiliser un circuit redresseur double alternance, délivrant une variation toujours négative pour une variation d'entrée positive ou négative.

Ce circuit groupe les transistors n-p-n T_4, T_5 et T_6. Le transis-



Signal d'entrée

Signal à la sortie du

circuit redresseur

Signal à la sortie J

Signal à la sortie de la bascule

d'entrée du circuit de déclenchement

FIGURE 2.14. Oscillogrammes relevés en différents points du circuit de déclenchement.

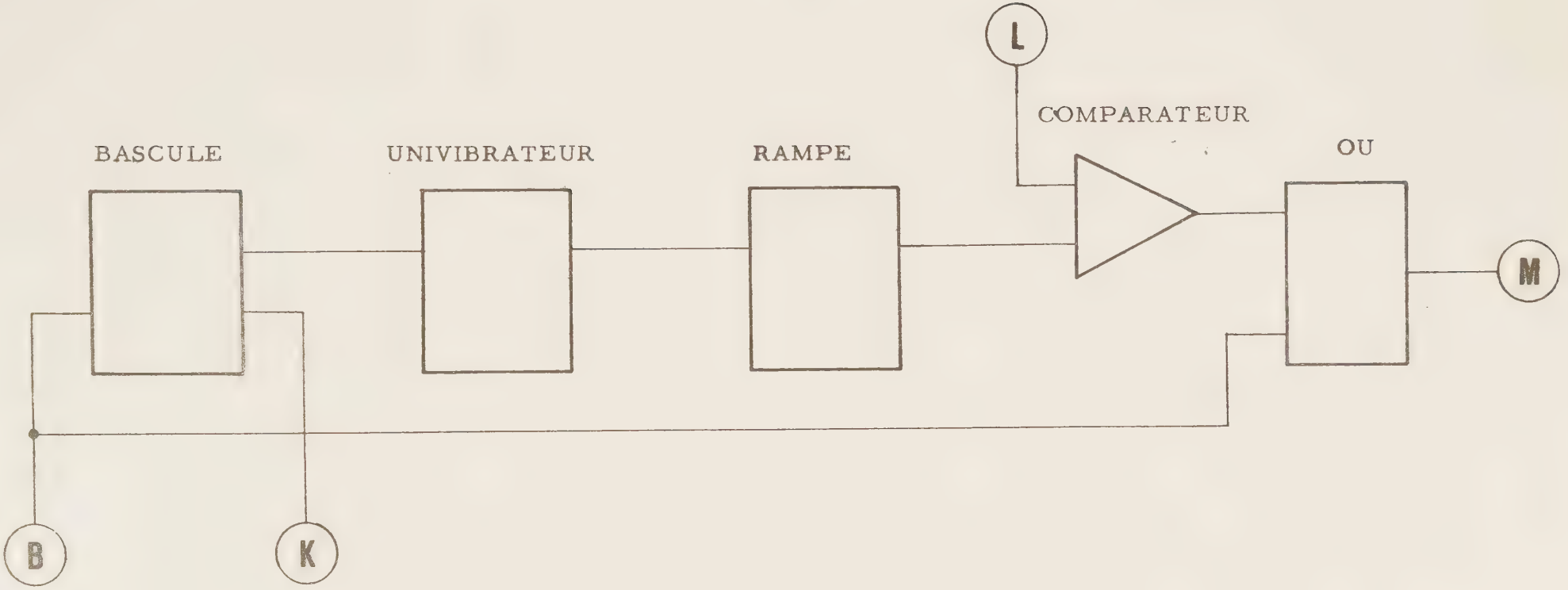


FIGURE 2.15 SCHEMA DE PRINCIPE DE LA PLAQUETTE n° 4 : RAMPE ET COMPARATEUR

tor T_4 qui possède des charges égales dans l'émetteur et dans le collecteur, délivre deux signaux équilibrés, l'un en phase avec le signal d'entrée, l'autre en opposition. Ces deux signaux attaquent séparément les bases de T_6 et de T_7 qui possèdent des charges communes dans l'émetteur et dans le collecteur. La contre-réaction série réalisée par la résistance commune d'émetteur permet la conduction du transistor soumis à une variation positive sur sa base et bloque l'autre. On obtient ainsi sur la résistance commune des collecteurs de T_5 et T_6 une variation toujours négative pour des variations positives ou négatives à l'entrée de T_4.

Enfin, les transistors T_7 et T_8 constituent une bascule de Schmitt classique, mettant en forme le signal de sortie du redresseur double alternance ; le transistor T_9 permet de sortir le signal mis en forme à basse impédance.

La Fig. 2.14. représente des oscillogrammes pris en différents points du circuit de déclenchement. Nous verrons plus loin comment est sélectionné le premier front négatif du signal de sortie de la bascule de Schmitt destiné à produire la montée de la rampe linéaire.

2.3.4. - Plaquette n° 4 : Rampe et comparateur

La Fig 2.15 représente le schéma de principe de l'ensemble rampe et comparateur.

En fonctionnement "déclenché", la sortie J du circuit de déclenchement est connectée, grâce au commutateur (17), à l'entrée K de la bascule d'entrée (c.f. Fig. 2.4.). Cette bascule bistable est du type bascule à entrées séparées, sensibles à des fronts négatifs ; son autre entrée (B) est reliée à une sortie de la base de temps. De cette façon à chaque impulsion de la base de temps, la bascule est placée dans un état donné, que nous appellerons état 1, caractérisé par le fait que le premier transistor est

saturé. Au premier front négatif apparaissant à la sortie du circuit de déclenchement, la bascule passe à l'état 0 (premier transistor bloqué), et conserve cet état jusqu'à l'apparition d'une nouvelle impulsion de base de temps. Les fronts négatifs du signal de déclenchement, suivant le premier, sont ainsi sans effet, et se trouvent donc éliminés.

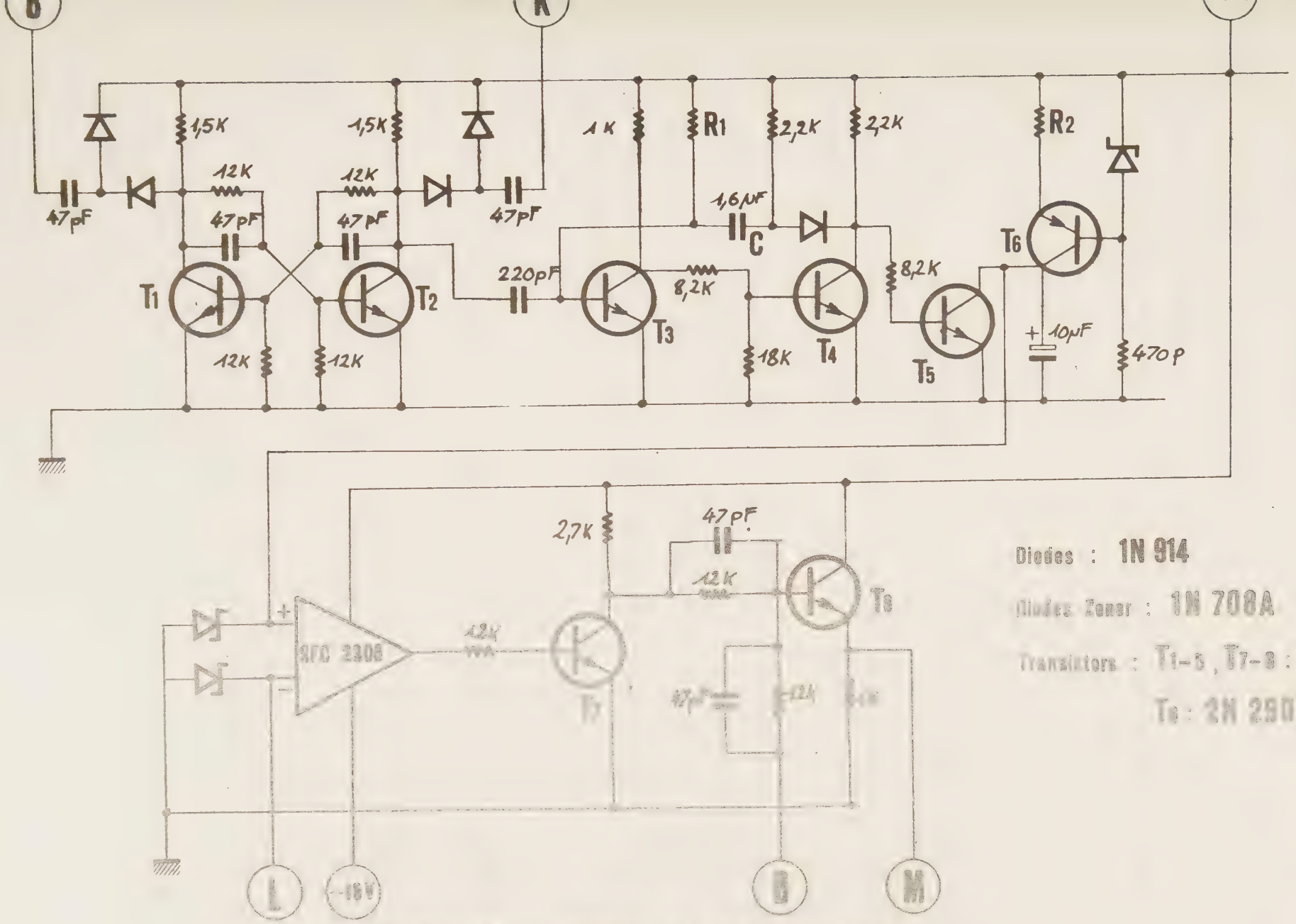
La sortie de cette bascule est reliée à l'entrée d'un univibrateur de telle sorte que les basculements de l'état 1 à l'état 0 déclenchent le fonctionnement de l'univibrateur ; celui-ci délivre alors un signal rectangulaire positif de durée réglable.

Ce signal rectangulaire commande un générateur de rampe délivrant une rampe linéaire d'amplitude maximale constante et de durée égale à celle de l'univibrateur.

Un comparateur intégré est utilisé pour délivrer un front positif lorsque le niveau de la rampe atteint exactement le niveau du générateur de tension en escalier, appliqué sur l'entrée L. Comme le niveau du générateur d'escalier croit d'une marche d'amplitude constante à chaque impulsion de la base de temps, le retard du front positif de sortie du comparateur s'accroit à chaque fois d'une valeur constante $\frac{\Delta\tau}{1024}$.

Enfin, une porte OU est prévue de façon à mélanger le signal de sortie du comparateur, et le signal de la base de temps.

Sur la Fig 2.16 , on a représenté le schéma électronique détaillé de cette plaquette. La bascule d'entrée correspond aux transistors T_1 et T_2. T_3 et T_4 constituent l'univibrateur. Le transistor T_6 permet la charge d'un condensateur de 10 μF, à courant constant : en effet, sa base est polarisée à tension constante par une diode Zener. Sa tension d'émetteur est donc constante, ce qui fixe également le courant d'émetteur et par suite le courant collecteur (au courant base près). Tant que la tension de sortie de l'univibrateur, sur le collecteur de T_4 est élevée, le transistor T_5 est saturé



Diodes : 1N 914

Diodes Zener : 1N 708A

Transistors : T1-5 , T7-8 : 2N 3607

T6 : 2N 2905

figure 2.16 : rampe et comparateur

et empêche le condensateur de 10 μF de se charger. A l'apparition d'un front négatif à la sortie du circuit de déclenchement, la bascule commande le déclenchement de l'univibrateur. Le potentiel du collecteur de T_4 s'annule pratiquement (0,2 volts), pendant un intervalle de temps dépendant de la constante de temps R_1 C de l'univibrateur. Pendant ce temps, T_5 est bloqué, et le condensateur de 10 μF peut se charger à courant constant, et à une vitesse dépendant de la valeur de R_2. Cinq couples de valeurs pour R_1 et R_2 ont été choisis qui permettent de réaliser des durées de rampe égales à 2, 5, 10, 20 et 50 ms. La tension de sortie de la rampe passe de 0 à + 5 volts.

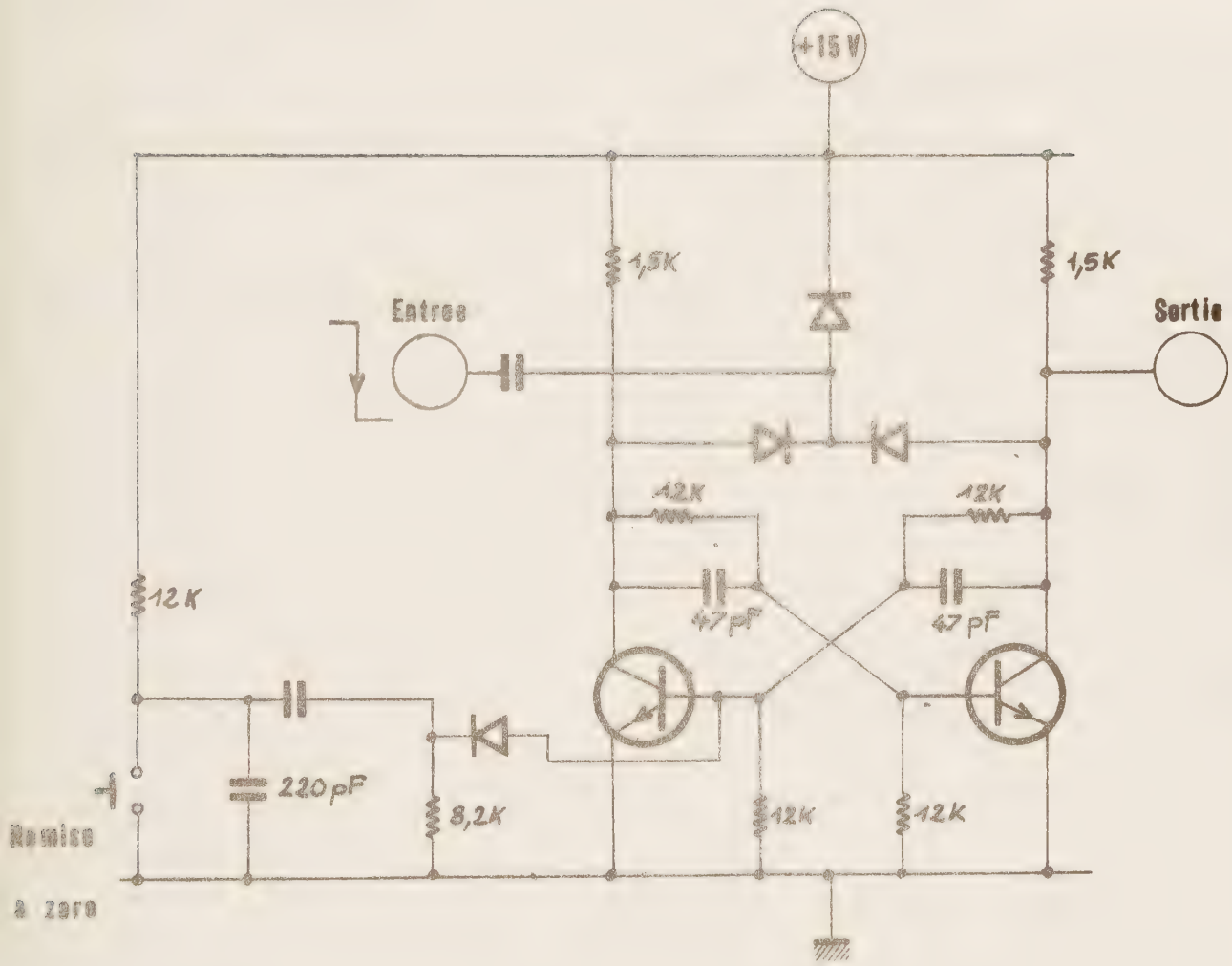
Le comparateur utilisé est un circuit intégré de SESCOSEM (SFC 2306) fonctionnant entre + 15 volts et - 15 volts Il s'agit en fait d'un amplificateur opérationnel en boucle ouverte, mais présentant une grande vitesse de réponse.

Le transistor T_7 est un étage amplificateur permettant d'attaquer la porte OU constituée par T_8. En fonctionnement "automatique" le rôle de cette plaquette est inchangé. La seule différence est que le signal envoyé sur l'entrée K de la bascule d'entrée provient alors du générateur de retard de la plaquette 1.

2.3.5. - Plaquettes 5, 6 et 7 : Générateur de tension en escalier

Le générateur de tension en escalier est constitué en fait par un compteur binaire comptant les impulsions de sortie de la base de temps suivi d'un décodeur binaire analogique.

Le compteur binaire comprend dix bascules à transistors montées en série. Le schéma d'une de ces bascules est donné Fig. 2.17. Il s'agit d'un schéma classique à transistor n-p-n planar, à commande unique par les collecteurs. Chaque front négatif se présentant à l'entrée



Diodes : 1N 914

Transistors : 2N 3607

figure 2.17 : bascule

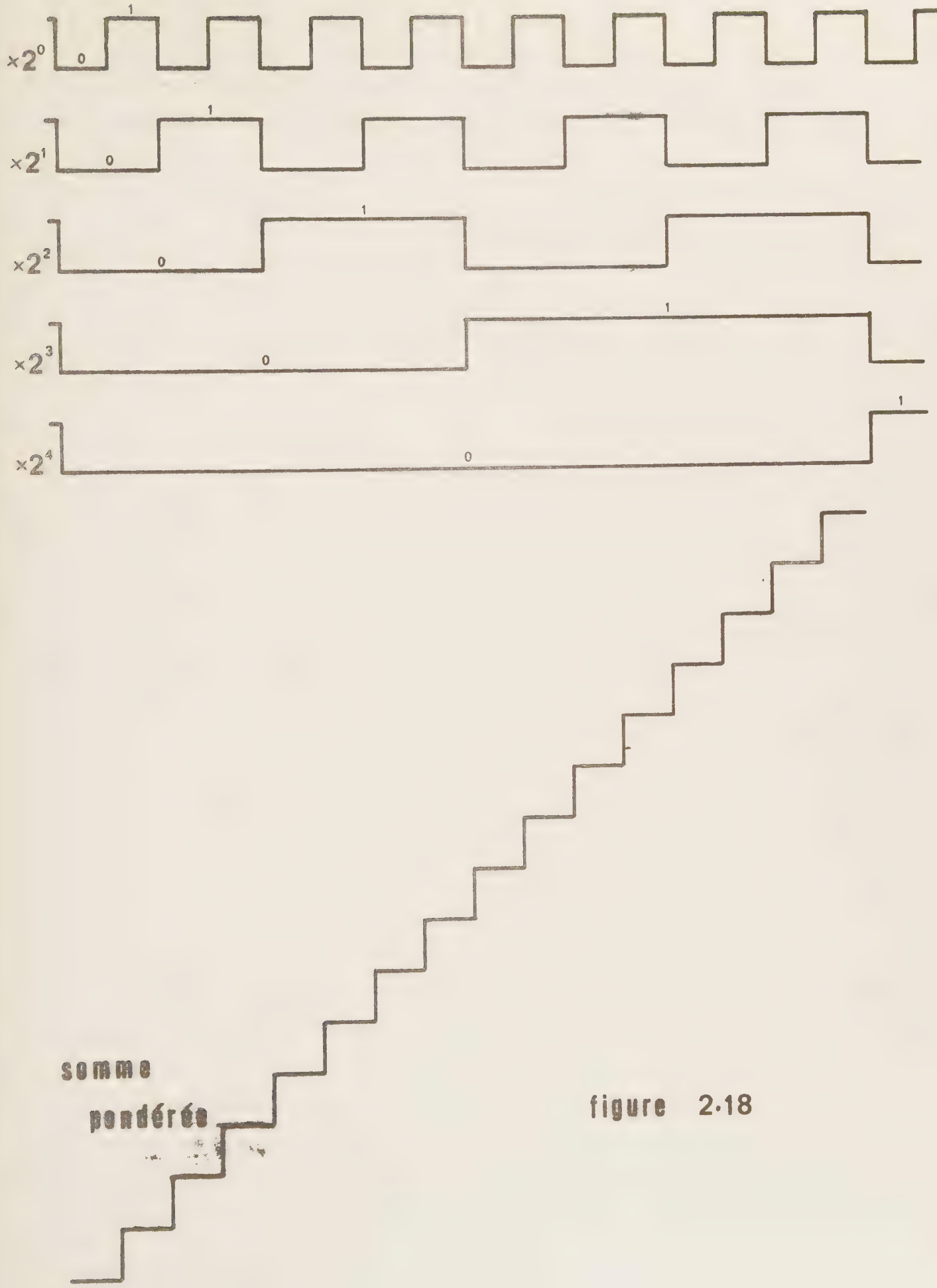


figure 2·18

provoque un changement d'état de la bascule. Sur la Fig. 2.18 on a représenté par exemple les signaux de sortie des cinq premières bascules. Chaque bascule apporte une division par deux de la fréquence du signal d'entrée.

Le décodage binaire analogique consiste à affecter à chaque bascule un poids égal à 2^{n-1}, n étant le rang de la bascule considérée (n va de 1 à 10), et à faire une somme pondérée des signaux de sortie de chaque bascule.

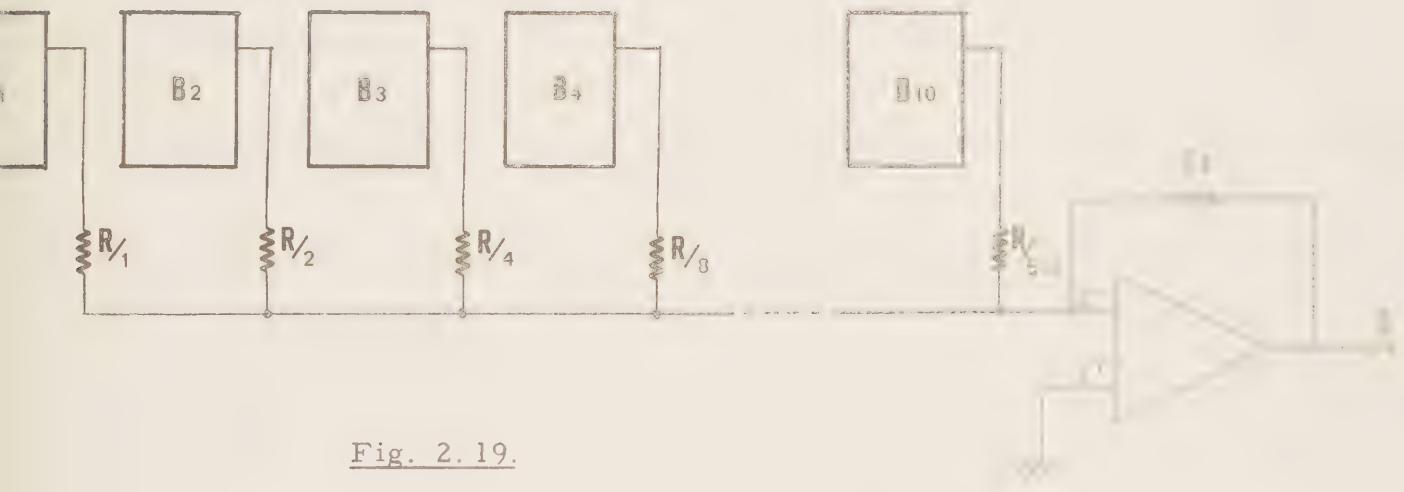


Fig. 2.19.

Cette somme pondérée pourrait se faire pour un petit nombre de bascules conformément au schéma de la Fig. 2.19. Un amplificateur opérationnel est monté en sommateur. Les résistances de sommation variant comme l'inverse des poids désirés pour chaque bascule. A l'entrée e de l'amplificateur, les courants circulant dans R_s, dans R, $R_{/2}$, $R_{/4}$, etc... s'annulent en effet. La tension de sortie de l'amplificateur, à un instant donné, est donc bien, à un facteur constant près, dépendant de R_s, égale à

la somme pondérée des tensions de sortie de chaque bas

Dans la description qui précède nous avons supposé que les bascules étaient en fait idéales : c'est-à-dire que leur tension de sortie à l'état 1 était constante et égale à un maximum donné (12 volts), et que leur tension de sortie à l'état 0 était nulle. Malheureusement, la tension de sortie à l'état 0 d'une bascule à transistors n'est pas exactement nulle mais égale à la tension V_{CE} de saturation d'un transistor (environ 0,2 volts). Si nous réalisions le compteur binaire à 10 positions, conformément au schéma de la Fig. 3.20., à un certain moment du compte, la bascule de poids le plus faible (B_1) pourrait être à l'état 1 et enverrait vers e un courant égal à $\frac{12}{R}$. En même temps la bascule de poids le plus fort (B_{10}) serait à l'état zéro, mais enverrait vers e un courant qui au lieu d'être nul serait égal à $\frac{0,2}{R/512}$, soit environ $\frac{100}{R}$ (huit fois plus que le courant envoyé par la bascule B_1). On commettrait ainsi une erreur énorme

La solution adoptée pour éviter cette erreur consiste à commander le courant dans les résistances de pondération, à partir de portes, elles-mêmes commandées par les niveaux de sortie des bascules. La Fig. 2.20. représente une de ces portes associée à une bascule.

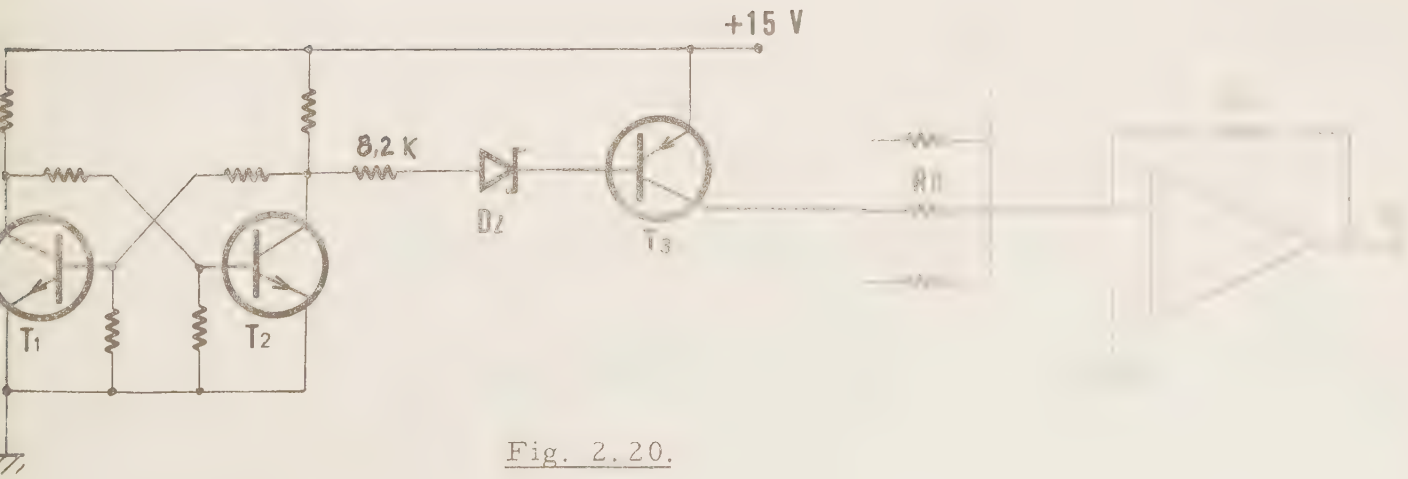


Fig. 2.20.

Lorsque le transistor T_2 de sortie de la bascule est saturé, la diode Zener D_Z qui possède une tension Zener d'environ 6 volts, est conductrice par effet Zener et le transistor T_3 est saturé. Le courant dans R_n est alors égal à $\frac{15 - 0,2}{R_n}$. Lorsque T_2 est bloqué, T_3 est également bloqué car la tension du collecteur de T_2 n'est pas suffisamment basse pour permettre la conduction de D_Z, le seul courant qui circule dans R_n est le $I_{CE\,0}$ du transistor T_3, qui pour un bon transistor planar ne dépasse pas 10 n A.

La fig. 2.21. représente l'ensemble du générateur de tension en escalier. L'amplificateur sommateur est un amplificateur opérationnel Tranchant TA 20.

Une remise à zéro commune aux dix bascules a été prévue pour pouvoir arrêter à un moment quelconque la montée de la rampe discrète et repartir de 0. Le niveau de tension de cette rampe discrète varie de 0 à + 5 volts, de façon à pouvoir être comparée directement à la rampe linéaire précédemment citée.

Le générateur d'escalier a été réalisé sur trois plaquettes imprimées, deux regroupant chacune quatre bascules, la troisième réunissant les deux dernières bascules et le circuit sommateur.

La Fig. 2.22. est un relevé sur enregistreur graphique de la rampe discrète. La Fig. 2.23. représente une partie dilatée de la rampe où l'on constate bien que la progression de cette rampe se fait marche par marche l'écart entre chaque marche étant d'environ 5 mV.

2.3.6. - Plaquette n° 8 : Multiplicateur (Fig. 2.24.)

On a choisi pour remplir la fonction de multiplication analogique

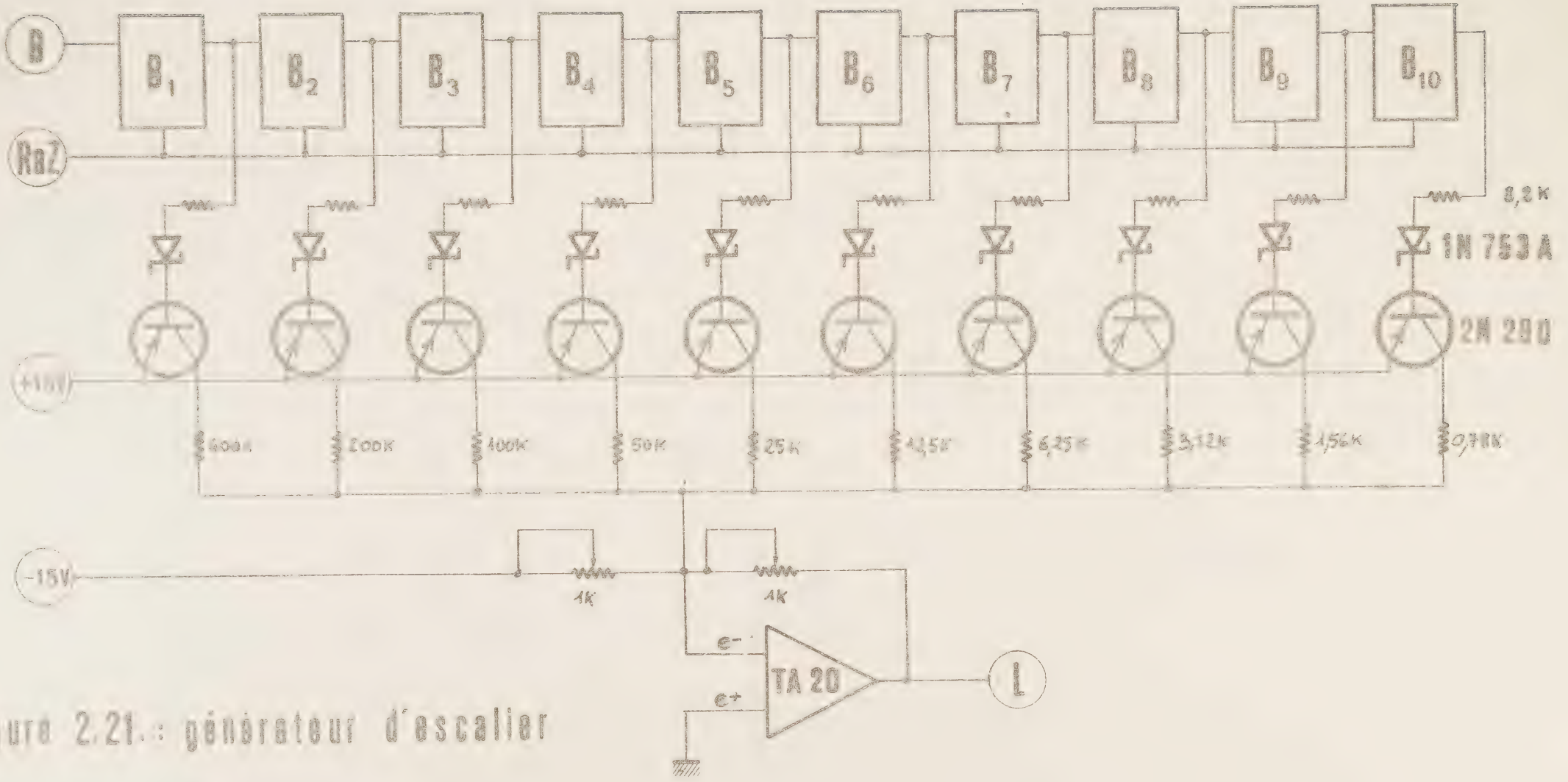


figure 2.21.: générateur d'escalier

FIGURE 2.23

rampe dilatée

échelle: 20 mV/cm

FIGURE 2.22.

rampe discrète

échelle : 0,2 V/cm

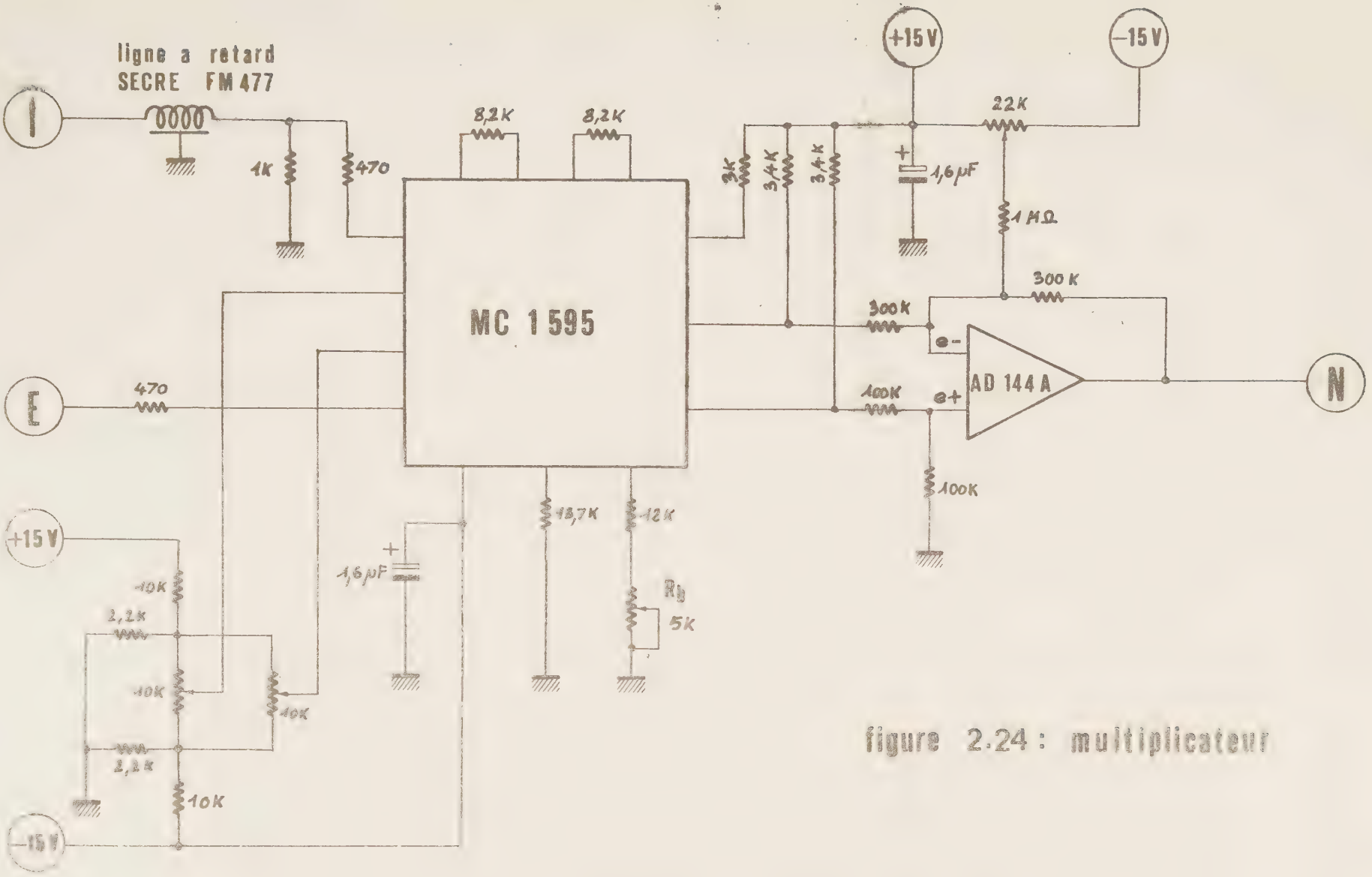


figure 2.24 : multiplicateur

un circuit intégré multiplicateur MOTOROLA MC 1595. Ce circuit utilise la propriété d'un transistor en émetteur commun d'avoir un signal de sortie proportionnel au signal d'entrée sur sa base, et en même temps à la transconductance du transistor (rapport du courant collecteur à la tension base-émetteur).

Cette transconductance dépend linéairement du courant d'émetteur. Ainsi, en commandant à la fois la tension base-émetteur et le courant d'émetteur on obtient un signal de sortie proportionnel aux deux grandeurs d'entrée.

La réalisation pratique du circuit intégré comprend un certain nombre de paires différentielles de transistors. Les entrées X et Y du multiplicateur intégré, aussi bien que sa sortie se font en mode différentiel.

Pour les entrées, la base non utilisée de la paire différentielle d'entrée est reliée à un curseur de potentiomètre permettant d'équilibrer le montage.

La sortie se faisant en mode différentiel avec une tension de mode commun élevée, il est nécessaire d'attaquer un amplificateur opérationnel monté en amplificateur différentiel (Fig. 2.25.)

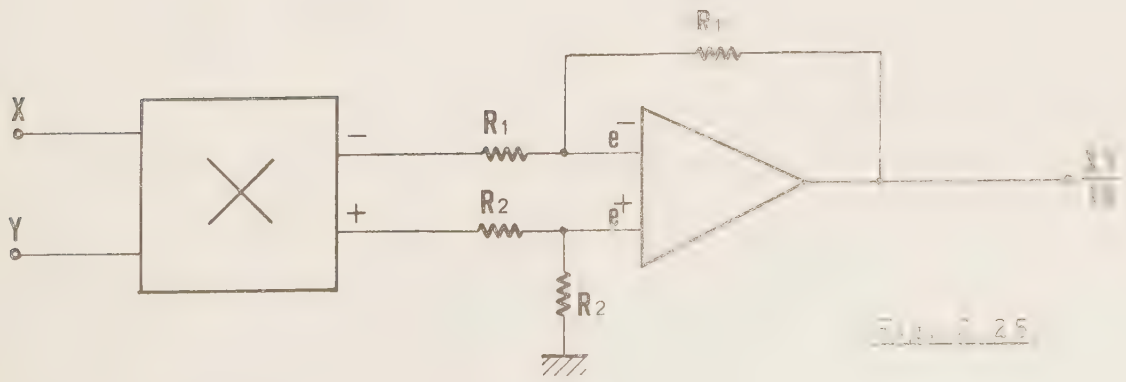


Fig. 2.25

Deux réglages potentiométriques sont prévus. L'un règle la constante de multiplication K (1/10), par ajustement des courants d'émetteurs des transistors multiplicateurs. L'autre permet d'annuler la tension sortie de l'amplificateur lorsque la tension de sortie différentielle du multiplicateur est nulle.

Le schéma complet de la Fig. 2.24. montre que l'entrée X (borne 9 du multiplicateur) est attaquée à partir du signal d'écho I par l'intermédiaire d'une ligne à retard à constantes réparties de temps de retard 4,7 μS, destinée à compenser le retard propre au circuit déclenchement. En effet le cricuit de déclenchement ne peut délivrer une impulsion de déclenchement coïncidant exactement avec le début de l'écho, et pour un retard incrémental minimum le signal de sortie de l'amplificateur de réception doit être retardé pour pouvoir arriver à l'entrée du multiplicateur après le début du signal sortant du générateur Wavetek.

Les performances du multiplicateur sont les suivantes :

- linéarité pour l'entrée X : 1 % d'erreur au maximum
- linéarité pour l'entrée Y : 2 %
- bande passante à 3 db : 3 M H z

En fait, cette bande passante est limitée par l'amplificateur opérationnel de sortie à 500 KHz.

2.3.7. - Plaquette n° 9 : Intégrateur (Fig. 2.26.)

La partie centrale de la plaquette Intégrateur est un ampli opérationnel M 501, monté en circuit intégrateur classique (Fig. 2.27.)

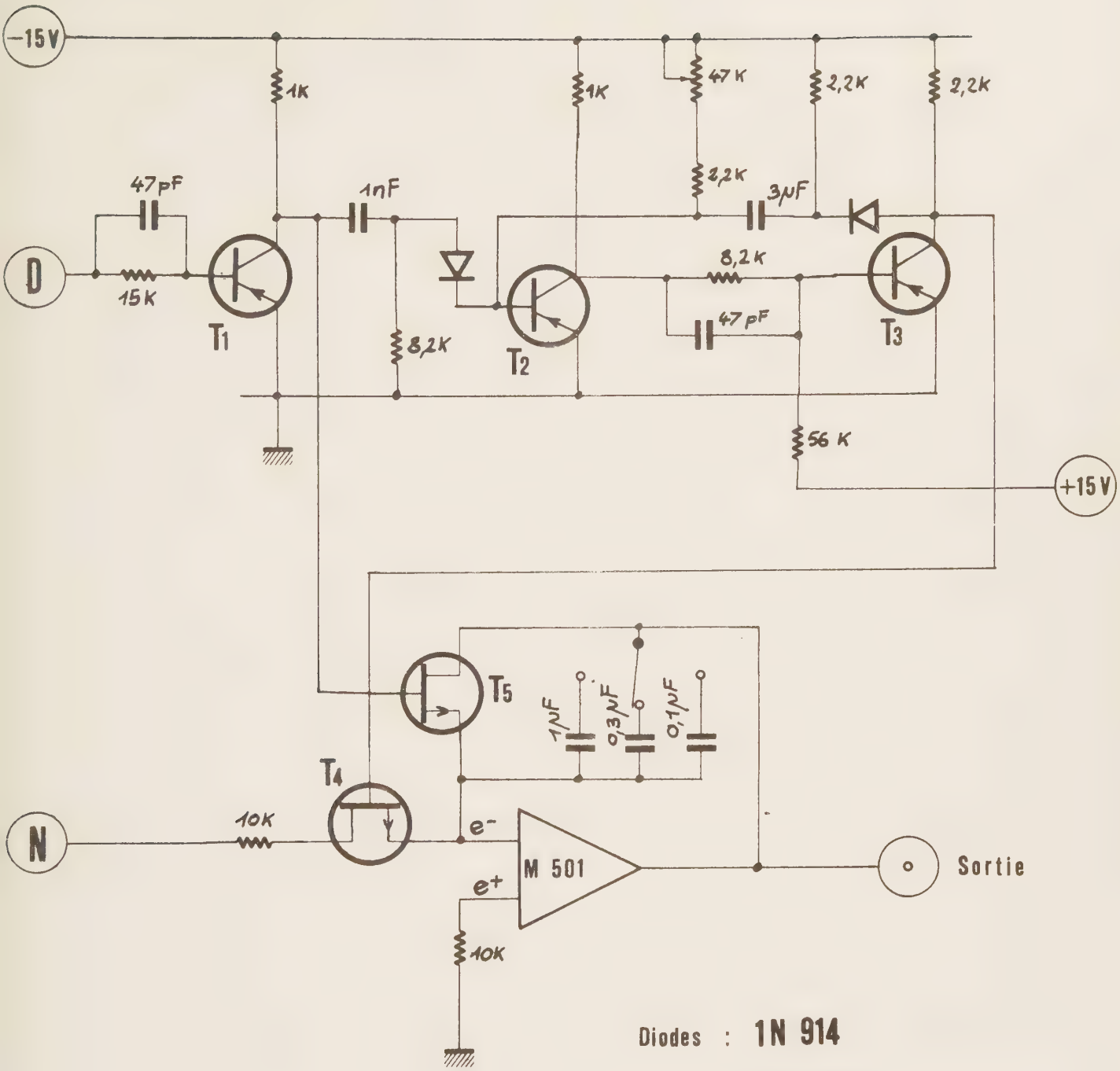


figure 2·26 : intégrateur

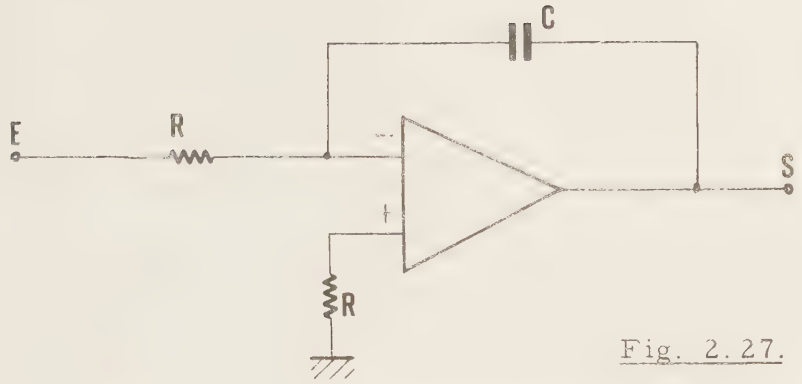


Fig. 2.27.

Il réalise la fonction $s = \frac{-1}{RC} \int_{o}^{T_i} e \, dt$

RC est la constante de temps d'intégration, elle peut être choisie entre trois valeurs : 1, 3 et 10 ms.

En fait, le calcul est organisé grâce à un circuit électronique annexe, en trois phases :

- un premier temps (T_R) où le condensateur C d'intégration est déchargé (remise à zéro).
- un deuxième temps de durée T_i où l'on effectue l'intégration proprement dite (calcul)
- un troisième temps où la valeur finale de l'intégration est gardée en mémoire (mise en mémoire).

La commande de ces trois phases de fonctionnement se fait grâce à deux portes analogiques constituées par les transistors MOS T_4 et T_5. Immédiatement après une impulsion de la base de temps, et pendant le temps T_R, le signal D est inférieur à - 10 volts (voir Fig. 2.5.). Donc, pendant ce temps, T_1 est saturé et sa tension de collecteur est quasiment nulle. Cette tension ferme la porte T_5 et met à zéro la charge du condensateur C.

En même temps le front positif produit lors de la saturation de T_1 a servi à déclencher l'univibrateur constitué par les transistors T_2 et T_3. Pendant la durée du créneau de sortie de l'univibrateur, le transistor T_3 est saturé, et sa tension collecteur est quasiment nulle. La porte T_4 est donc fermée.

A la fin du temps T_R, le transistor T_1 se bloque, sa tension collecteur tend vers - 15 volts et ouvre la porte T_5. L'intégrateur passe en phase calcul.

Cette phase calcul se poursuit jusqu'à la fin du créneau de sortie de l'univibrateur. La tension du collecteur de T_3 retombe à ce moment-là à - 15 volts, et ouvre la porte T_4. L'intégrateur va alors rester en position mémoire jusqu'à une nouvelle impulsion de base de temps.

2.4. Performances de l'appareil réalisé -

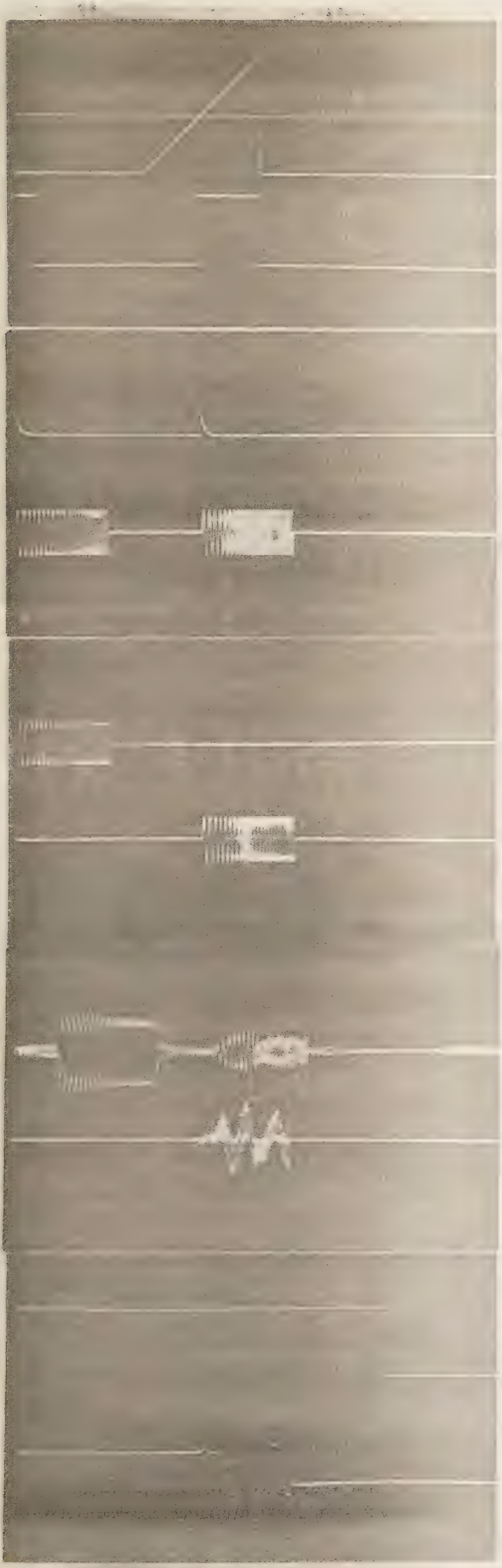
La Fig. 2.28. représente les oscillogrammes des principaux signaux du corrélateur. On y retrouve la génération du retard, la commande du générateur Wavetek, la multiplication, l'intégration.

Les performances du corrélateur sont limitées en fréquence par l'amplificateur de réception et par l'amplificateur du multiplicateur. Au gain maximum (40 db) la bande passante à 3 db est de 300 KHz.

Le niveau minimal du signal à traiter est de l'ordre de 10 mV crête à crête.

Pour la période la plus longue du signal de la base de temps (1,3 s), la dérive propre de l'intégrateur est négligeable devant le signal utile : on n'observe pratiquement pas de décalage du niveau continu mis en mémoire par l'intégrateur.

Enfin, le système de génération du retard τ de la fonction de corrélation permet d'obtenir une résolution de 10^{-3} sur ce retard.



Niveau du générateur d'escalier (L)

Rampe linéaire

Sortie de la porte OU

Signal de déclenchement du WAVETEK (M)

Sortie du WAVETEK (G)

Signal dirigé sur le transducteur d'émission (

Signal dirigé sur le multiplicateur (E)

Sortie de l'amplificateur de réception (I)

Sortie du multiplicateur (N)

Signal d'attaque de la porte T_5

Sortie de l'intégrateur

F I G U R E 2 . 28

III - APPLICATIONS A L'ACOUSTIQUE ET TESTS DU CORRELATEUR

Comme nous l'avons dit dans l'introduction, le but de la construction du corrélateur est le traitement de signaux de type SONAR, et plus particulièrement l'étude possible de cibles, à partir du traitement de leur écho acoustique.

Avant de préciser les mesures et les essais qui ont été faits, nous allons rappeler brièvement les principales lois de la propagation acoustique, et donner quelques précisions sur la diffraction par un cylindre solide d'une onde plane incidente.

3.1. - Généralités sur la propagation des ondes acoustiques -

3.1.1. - Propagation dans les gaz et dans les liquides

On définit dans le milieu de propagation un potentiel scalaire ϕ répondant à une seule équation d'onde :

$$\phi = \frac{1}{C^2} \quad \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2}$$

On montre que cette équation correspond à la propagation d'une onde longitudinale de célérité C, caractéristique du milieu.

On peut calculer la vitesse de déplacement d'un point matériel par la relation :

$$\overrightarrow{v} = \overrightarrow{\text{grad}}$$

ainsi que la pression acoustique par la relation :

$p = -\rho \frac{\partial \phi}{\partial t}$ où ρ représente la masse spécifique du milieu considéré

3.1.2. - Propagation dans les solides

Il est nécessaire de définir alors deux potentiels : un potentiel scalaire ϕ et un potentiel vectoriel $\vec{\Psi}$, correspondant à deux équations d'onde différentes :

$$\Delta \phi = \frac{1}{C_l^2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} \quad \text{et} \quad \Delta \vec{\Psi} = \frac{1}{C_t^2} \frac{\partial^2 \vec{\Psi}}{\partial t^2}$$

La première équation correspond à la propagation d'une onde longitudinale de célérité C_l, la deuxième à la propagation d'une onde transversale de célérité C_t.

La vitesse de déplacement d'un point matériel est alors définie par :

$$\overrightarrow{v} = \overrightarrow{\text{grad}}\,\phi + \overrightarrow{\text{rot}}\,\vec{\Psi}$$

3.1.3. - Réflexion sur un interface plan liquide-liquide (ou gaz-liquide)

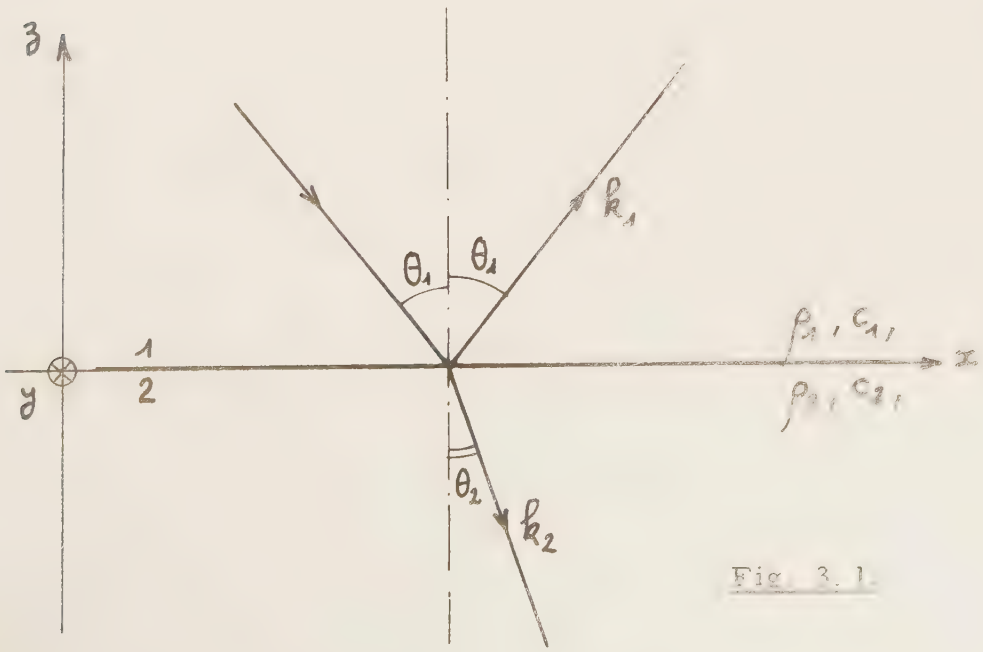


Fig. 3.1.

Deux milieux homogènes 1 et 2 sont séparés par le plan x o y de la Fig. 3. 1. Une onde plane harmonique (c'est-à-dire dont la dépendance du temps est donnée par un facteur $e^{-i\omega t}$) frappe la surface de séparation avec un angle d'incidence θ_1 . On suppose que la normale au front d'onde est contenue dans le plan de la figure. Le milieu 1 est caractérisé par une masse spécifique ρ_1 et une célérité acoustique C_1 , alors que les grandeurs correspondantes du milieu 2 sont ρ_2 et C_2 .

Une partie de l'onde incidente est réfléchie en faisant un angle θ_1 avec la normale.

Une autre partie est réfractée dans le milieu 2 en faisant un angle θ_2 .

Dans chaque milieu on définit un nombre d'onde :

$$k_1 = \frac{\omega}{C_1} \quad , \quad k_2 = \frac{\omega}{C_2}$$

Le potentiel de l'onde incidente peut s'écrire :

$\phi_{inc} = A \exp \left[i k_1 (x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1) \right]$, en sous entendant le facteur $e^{-i\omega t}$.

L'onde réfléchie s'écrie alors :

$$\phi_{réf.} = VA \exp \left[i k_1 (x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1) \right]$$

et l'onde réfractée :

$$\phi_2 = WA \exp \left[i k_2 (x \sin \theta_2 - z \cos \theta_2) \right]$$

V représente le cœfficient de réflexion, et W le cœfficient de réfraction.

Pour calculer θ_2 , V, et W on applique à la limite de séparation des deux milieux, deux principes qui sont : la conservation des contraintes mécaniques, et la conservation de la composante normale des déplacements.

L'angle de réfraction est donné par la relation $\frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{C_1}{C_2}$ relation qui montre l'existence possible d'un angle limite au-delà duquel il y a réflexion totale.

Le cœfficient de réflexion est égal à $V = \frac{\rho_2 C_2 - \rho_1 C_1}{\rho_2 C_2 + \rho_1 C_1}$

et le cœfficient de réfraction à $W = \frac{\rho_2}{\rho_1} (1 + V)$.

Selon les combinaisons possibles de ρ_1 , ρ_2 , C_1 et C_2 , différents cas peuvent être étudiés allant de la réflexion totale à celui de la réfraction totale.

3. 1. 4. - Réflexion à un interface plan liquide-solide (ou gaz-solide)

Le problème se complique lorsque le milieu 2 est un solide, car dans ce cas, deux types d'ondes peuvent être réfractées : l'une longitudinale, l'autre transversale. La Fig. 3. 2. représente un cas d'interface liquide-solide.

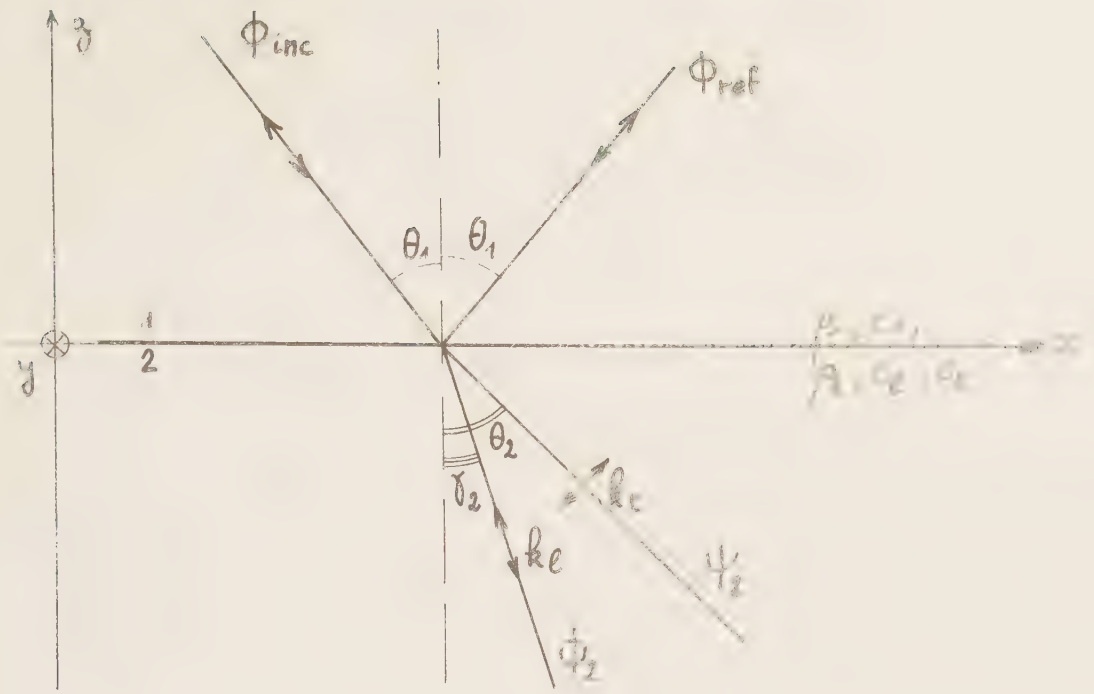


Fig 3 2

Les potentiels existant dans ce cas peuvent s ecrire :

$$\phi_{inc} = A \exp \left[i k_1 (x \sin \theta_1 - z \cos \theta_1) \right]$$

$$\phi_{réfl} = AV \exp \left[i k_1 (x \sin \theta_1 + z \cos \theta_1) \right]$$

$$\phi_2 = AW \exp \left[i k_\ell (x \sin \theta_2 - z \cos \theta_2) \right]$$

$$\Psi_2 = AP \exp \left[i k_t (x \sin \gamma_2 - z \cos \gamma_2) \right]$$

où $k_\ell = \dfrac{\omega}{C_\ell}$ et $k_t = \dfrac{\omega}{C_t}$

Les conditions aux limites obtenues à partir des principes de conservation des contraintes, et de conservation de la composante normale à la surface des déplacements permettent de calculer pour les différents cas possibles V, W, P, θ_2 et γ_2

En particulier, on obtient la relation :

$$\frac{\sin \theta_1}{c} = \frac{\sin \theta_2}{c_\ell} = \frac{\sin \gamma_2}{c_t}$$

3.1.5. - Ondes de Rayleigh

On montre que, à la surface plane de séparation d'un solide et d'un espace vide, il peut exister une propagation d'ondes de surface, appelées ondes de Rayleigh. Leurs propriétés sont obtenus à partir des équations d'onde dans le solide et des conditions aux limites.

Ces ondes se caractérisent par une célérité C_R toujours inférieure aux célérités des ondes transversales et des ondes longitudinales du solide considéré : $0,87\ C_t < C_R < 0,96\ C_t$.

Les ondes de Rayleigh sont constituées de deux ondes, l'une transversale, l'autre longitudinale, se propageant à la même vitesse, et provoquant des déplacements des points matériels en forme d'ellipses. On montre que les amplitudes des déplacements s'atténuent très rapidement avec la profondeur : toute l'onde se propage pratiquement dans une couche de profondeur inférieure à deux longueurs d'onde.

On montre également que ce type d'onde peut exister à un interface entre solide et liquide.

3.1.6. - Diffraction d'une onde plane par un cylindre ou une sphère élastique

Le problème de l'interface plan liquide-solide se complique lorsque l'on passe à un interface cylindrique (ou sphérique) liquide-solide (ou gaz-solide). Les conditions aux limites sont en effet plus délicates à

écrire ; on est obligé de travailler avec des expressions en coordonnées cylindriques (ou sphériques), et on ne peut aboutir directement à des solutions mathématiques pour tous les cas possibles.

Depuis quelques années, ce problème a intéressé quelques chercheurs, tant du point de vue expérimental que du point de vue théorique.

En 1961, Barnard et Mc Kinney (8) ont les premiers mis en évidence l'existence d'échos multiples, lorsqu'un cylindre est soumis à un seul train d'onde incident. D'autres auteurs (9), (10), (11), (12), (13) ont poursuivi ces expériences. Horton, King et Diercks (9) ont les premiers rattaché l'existence de ces échos multiples à la théorie des ondes circonférentielles (creeping-waves) élaborée par Franz (14), dans l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques autour de la terre. Cette théorie fut développée dans le cas de cylindres soumis à une onde plane acoustique incidente par Ugincius, Uberall et Doolittle (15), (16).

Tous ces travaux tendent à montrer que plusieurs types d'ondes concourrent à former le champ diffracté par un cylindre en un point :

- ondes réfléchies directement sur la surface de la cible.

- ondes réfractées une première fois à l'interface liquide-solide, se propageant dans le solide sous forme d'ondes longitudinales ou transversales, et ressortant du solide sous forme d'ondes longitudinales dans le liquide.

- ondes diffractées qui tournent autour de la cible un certain nombre de fois, et qui sont progressivement réémises (creeping-waves). Nous les appelerons ondes de Franz.

- ondes de surface qui tournent également, mais à l'intérieur du solide (ondes de Rayleigh).

Nous allons brièvement résumer les propriétés de ces deux

derniers types.

Ondes de Franz (10), (12)

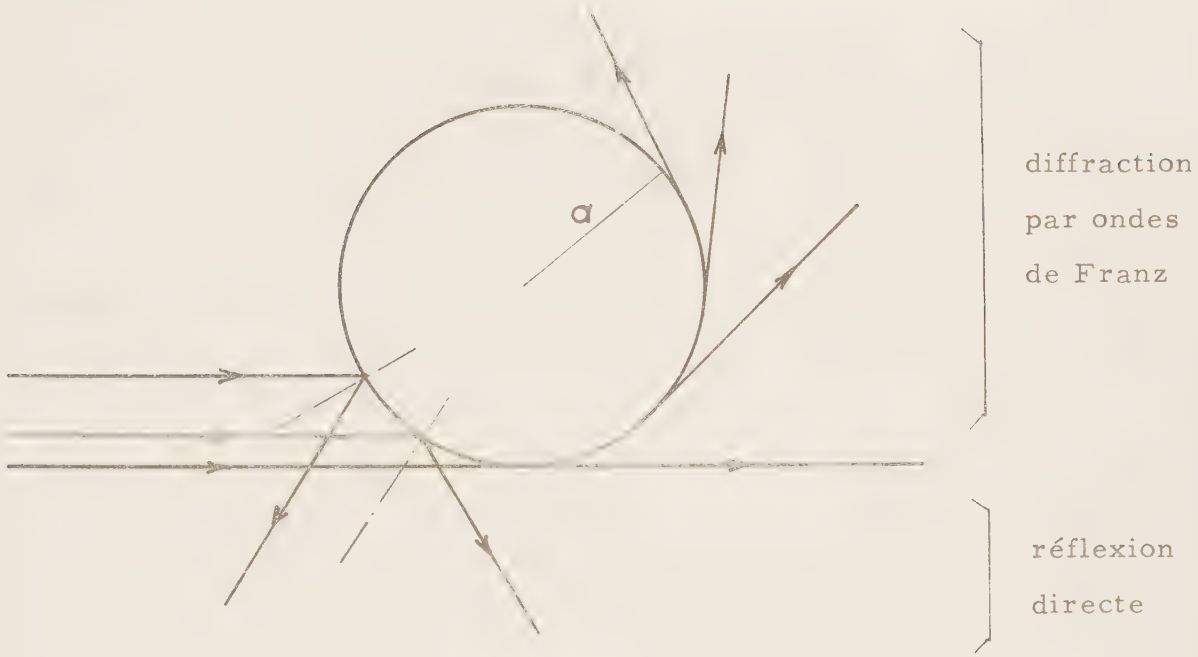


Fig. 3.3.

On a représenté sur la Fig. 3.3. une partie d'un faisceau d'ondes planes arrivant sur la surface d'un cylindre.

Pour tous les rayons faisant un angle d'incidence avec la normale inférieur à 90°, il y a réflexion directe selon les lois vues au paragraphe 3.1.4.

Par contre le rayon tangent à la surface du cylindre engendre, dans le fluide, des ondes de Franz tournant autour du cylindre.

La célérité de ces ondes est légèrement supérieure à la célérité des ondes dans le fluide.

En tout point de la surface du cylindre une partie de ces ondes est réémise dans le fluide tangentiellement à la surface du cylindre.

Les propriétés de ce type d'onde dépendent essentiellement de la géométrie du cylindre, et secondairement de la nature du solide. La fréquence de l'onde incidente influe à la fois sur la célérité et sur l'atténuation des ondes de Franz.

Ondes de Rayleigh

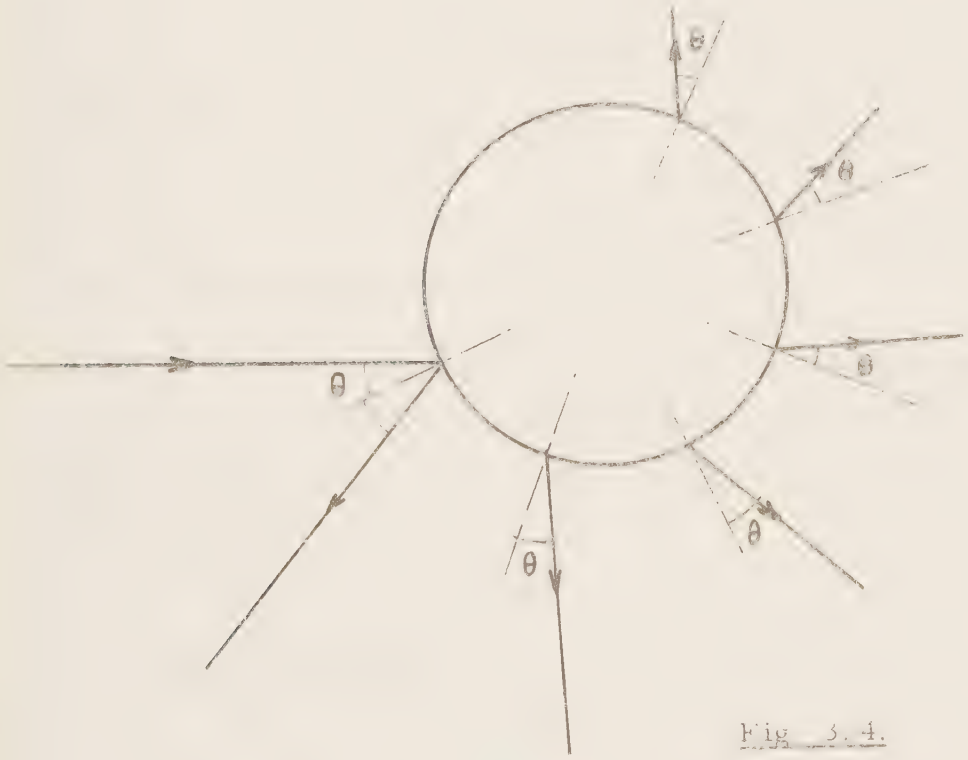


Fig 3.4.

Les ondes de Rayleigh sont engendrées par les rayons faisant avec la normale au cylindre un angle critique $\theta = \text{Arc sin} \frac{C}{C_s}$, ou C représente la célérité du son dans le fluide, et C_s la célérité de l'onde à

la surface du cylindre . Comme pour les ondes de Franz, au fur et à mesure que ces ondes tournent autour du cylindre, une partie est réémise sous forme d'ondes longitudinales dans le fluide en faisant le même angle θ avec la normale au cylindre.

Au contraire des ondes de Franz, leur célérité C_s et leur atténuation dépendent principalement de la nature du solide et du liquide en présence et accessoirement des dimensions géométriques.

La célérité C_s est légèrement supérieure à celle des ondes de Rayleigh circulant dans un interface plan solide-liquide. De même que pour les ondes de Franz, la célérité et l'atténuation de ce type d'onde dépendent de la fréquence sonore.

Nous avons jusqu'à maintenant considéré un cylindre plein. Dans le cas d'un cylindre creux d'épaisseur réduite, la propagation par ondes de Rayleigh fait place à une propagation par ondes de Lamb.

3.2. - Dispositif expérimental -

Nous avons utilisé le corrélateur pour l'étude de différentes cibles cylindriques. Pour des raisons matérielles, les mesures ont été effectuées dans l'air, dans un local construit à l'Institut Universitaire de Technologie.

3.2.1. - Chambre sourde

Le local d'essai est une chambre sourde qui a été modifiée pour la rendre anéchoïque. En effet, l'un des principaux problèmes à résoudre lors de mesures d'échos acoustiques est de pouvoir travailler dans un milieu aussi exempt que possible d'échos parasites, en particulier sur les parois du domaine d'expérimentation. C'est d'ailleurs la raison principale qui nous a conduit

à travailler dans l'air. Il nous a été possible d'obtenir des parois suffisamment absorbantes pour une propagation aérienne, alors que rendre anéchoïque une piscine de mesure nous aurait posé des problèmes matériels difficilement surmontables.

La chambre sourde dont nous disposons a été tapisée sur toutes ses parois intérieures, plancher et plafond compris, de matelas de laine de verre, d'épaisseur 15 cm.

Ses dimensions géométriques (5,20 m x 2,70 m x 2,30 m), nous ont permis de travailler avec des trajets acoustiques horizontaux de 2,50m.

On verra, Fig. 3.15., un corrélogramme obtenu avec un retard long, qui nous montre l'absence d'écho notable sur les parois, excepté celui provenant de la porte de la chambre sourde, quand elle n'est pas tapissée de laine de verre.

Les transducteurs d'émission et de réception sont montés sur des perches mobiles, alors que les cibles sont suspendues à partir de points de fixation situés au plafond.

Les appareils électroniques sont situés dans un local voisin, et reliés aux transducteurs par des cables circulant sous les matelas de laine de verre.

3.2.3. - Voie d'émission

Deux types différents de haut-parleurs sont utilisés comme transducteur d'émission, selon le domaine de fréquences de travail.

Le premier est un tweeter Cabasse TWM 3, d'impédance nominale 8 Ω , de puissance maximale 20 W, et de bande passante utile

(à $\pm$ 2 db près) 5 à 22 kHz.

Le deuxième est un haut-parleur double-cône Supravox T 215 SRTF, d'impédance 8 Ω , de puissance maximale 15 W, et de bande passante utile : 50 Hz à 20.000 Hz, à $\pm$ 2 db près. Sa fréquence de résonance propre est de 45 Hz.

Pour attaquer ces haut-parleurs, nous avons construit un amplificateur de puissance dont le schéma est donné Fig. 3.4. Il s'agit d'un amplificateur à liaison directe (sans transformateur). Le transistor T_1 constitue un étage d'adaptation, le transistor T_2 est monté en amplificateur de tension, et permet de commander les transistors T_3 et T_4, en phase, et avec un décalage de tension produit par les diodes D_1 , D_2 , D_3 . L'étage de puissance est constitué par les transistors T_5 et T_6 , attaqués en opposition de phase par les transistors complémentaires T_3 et T_4 . Il s'agit d'un étage push-pull de classe A. B.

Le gain en tension de l'ensemble est imposé par la contre-réaction produite par la résistance Rf (taux de contre-réaction $\frac{Rf}{RS}$)

Les performances de cet amplificateur sont les suivantes :

bande passante à 3 db	:	40 à 60.000 Hz
gain en tension	:	8
puissance maximale de sortie	:	10 W

3.2.4. - Voie de réception

Le transducteur utilisé est un microphone étalonné BRUEL et KJAER 4 145. Il s'agit d'une tête de microphone à condensateur : la membrane sensible à la pression acoustique est mécaniquement solidaire d'une

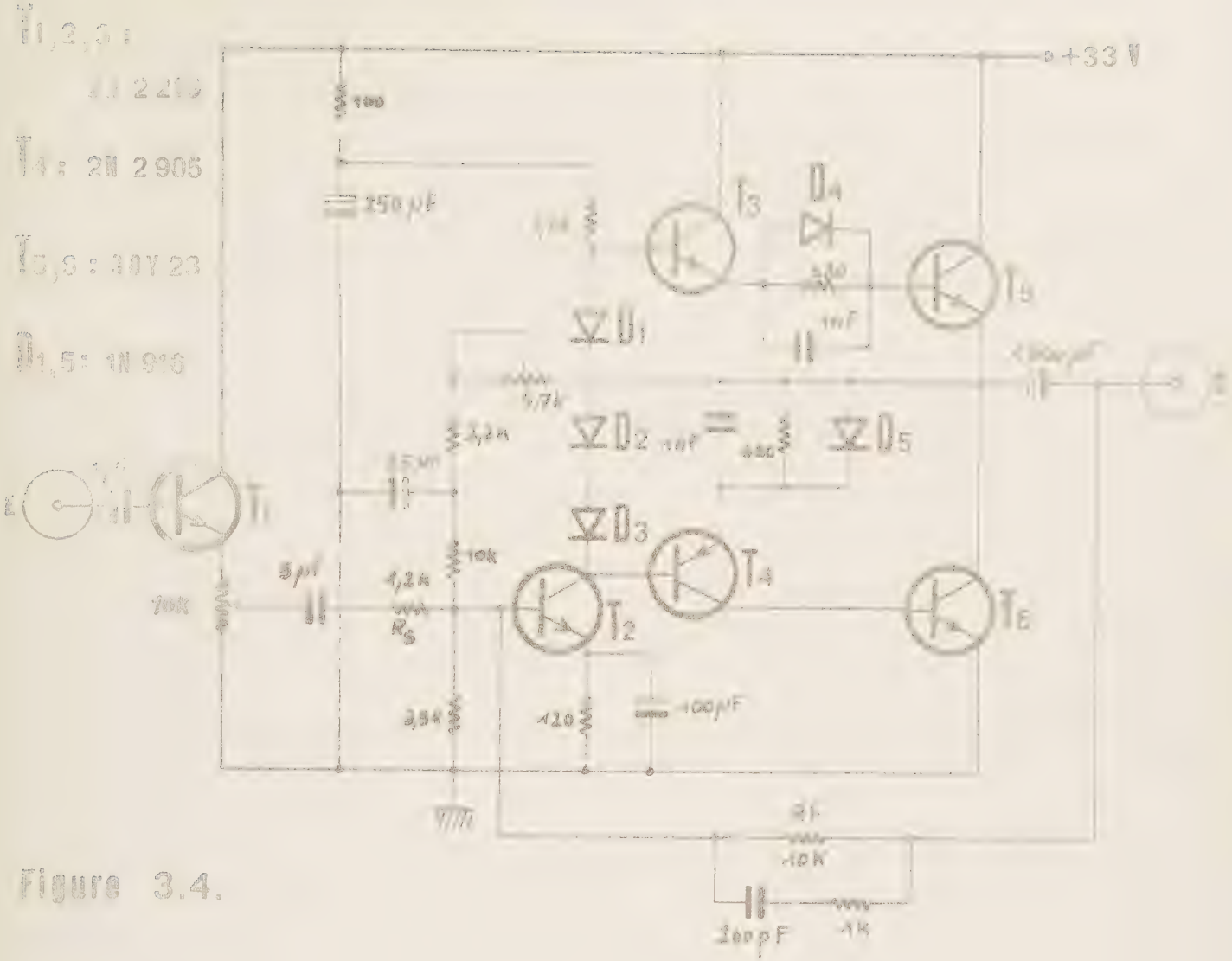


Figure 3.4.

T2 : 2N 2907

armature d'un condensateur à air. Ce condensateur est polarisé sous une haute tension continue (180 V). Une variation de la pression acoustique entraîne une variation de la capacité du condensateur, et par conséquent une variation de la charge électrique sur l'armature fixe.
Cette variation de charge doit être détectée par un préamplificateur à très haute impédance d'entrée pour éviter les pertes de charge.

La courbe de réponse du microphone, donnée Fig. 3.5., fait apparaître une réponse extrêmement plate jusqu'à 18 kHz, et une bande passante à 3 db de 20 kHz.

Figure 3.5.

Le microphone pouvant être très éloigné de l'entrée du corrélateur (le câble coaxial blindé de liaison a une longueur de 7 m), nous avons dû placer le préamplificateur du microphone aussi près que possible de l'armature sensible. Le microphone se présentant sous forme d'un court cylindre de 2,54 cm de diamètre, le préamplificateur a été logé dans un cylindre de même diamètre, et de longueur 10 cm, venant se visser sur la tête du microphone.

La liaison électrique entre condensateur et entrée du préamplificateur se fait par contact élastique.

L'écartement réel entre l'armature sensible du microphone et l'entrée sensible du préamplificateur est ainsi réduite à 1 cm.

Le schéma (Fig. 3.6.) choisi pour le préamplificateur offre l'avantage d'avoir un premier étage constitué par un circuit MOS TAA 320 (voir paragraphe 2.3.2.), assurant à la fois l'amplification de la variation de charge du condensateur, et sa polarisation sous une tension de 180 V.

En effet, le circuit MOS est alimenté sous une haute tension de 200 Volts, et sa grille est polarisée automatiquement à partir du potentiel de la source par une résistance de fuite de 10 MΩ . L'entrée étant à liaison continue, cette tension de polarisation de grille sert en même temps à polariser le microphone.

Ce premier étage présente un gain en tension de 20 db. Un deuxième étage, à émetteur suiveur, permet d'obtenir une sortie à basse impédance. Il est constitué par un transistor p - n - p, ce qui permet une liaison continue entre les deux étages.

3.2.5. - Enregistrement des résultats

Pour obtenir rapidement un enregistrement des résultats, c'est-à-dire des fonctions de corrélation, nous utilisons un enregistreur X Y Hewlett-Packard 7035. L'entrée Y est reliée à la sortie du corrélateur, alors qu'on applique à l'entrée X le signal en escalier proportionnel au retard n $\Delta\tau$. On obtient de cette façon, à chaque tracé, la fonction de corrélation, en fonction du retard n $\Delta\tau$.

3.3. - Résultats des essais -

Nous avons procédé à des essais du corrélateur en vue d'étudier trois cibles cylindriques différentes :

- un cylindre plein en aluminium A 5 (99,5 % d'aluminium), de diamètre 10 cm et de longueur 1 m.
- un cylindre creux en aluminium A 5 de diamètre 10 cm, d'épaisseur 5 mm et de longueur 1 m.
- un cylindre creux en polychlorure de vinyle (P V C) de diamètre 22,5 cm, d'épaisseur 5 mm et de longueur 1 m.

Au total plus de 70 relevés différents de fonction de corrélation ont été effectués, en faisant varier d'une part les dispositions relatives du haut parleur, de la cible et du microphone, et d'autre part les fréquences de travail.

Nous donnons ci-dessous quelques exemples des résultats obtenus.

3.3.1. - Fonction de corrélation d'une impulsion non modulée en fréquenc

La Fig. 3.7. représente le corrélogramme obtenu pour une impulsion émise de fréquence 10 kHz et de durée 1,9 ms. Le retard initial est réglé à 3 ms, et le retard supplémentaire total choisi est de 5 ms.

La disposition des transducteurs et de la cible est représenté sur la Fig. 3.8. ; nous l'appelons disposition I. La cible utilisée est le cylind plein d'aluminium.

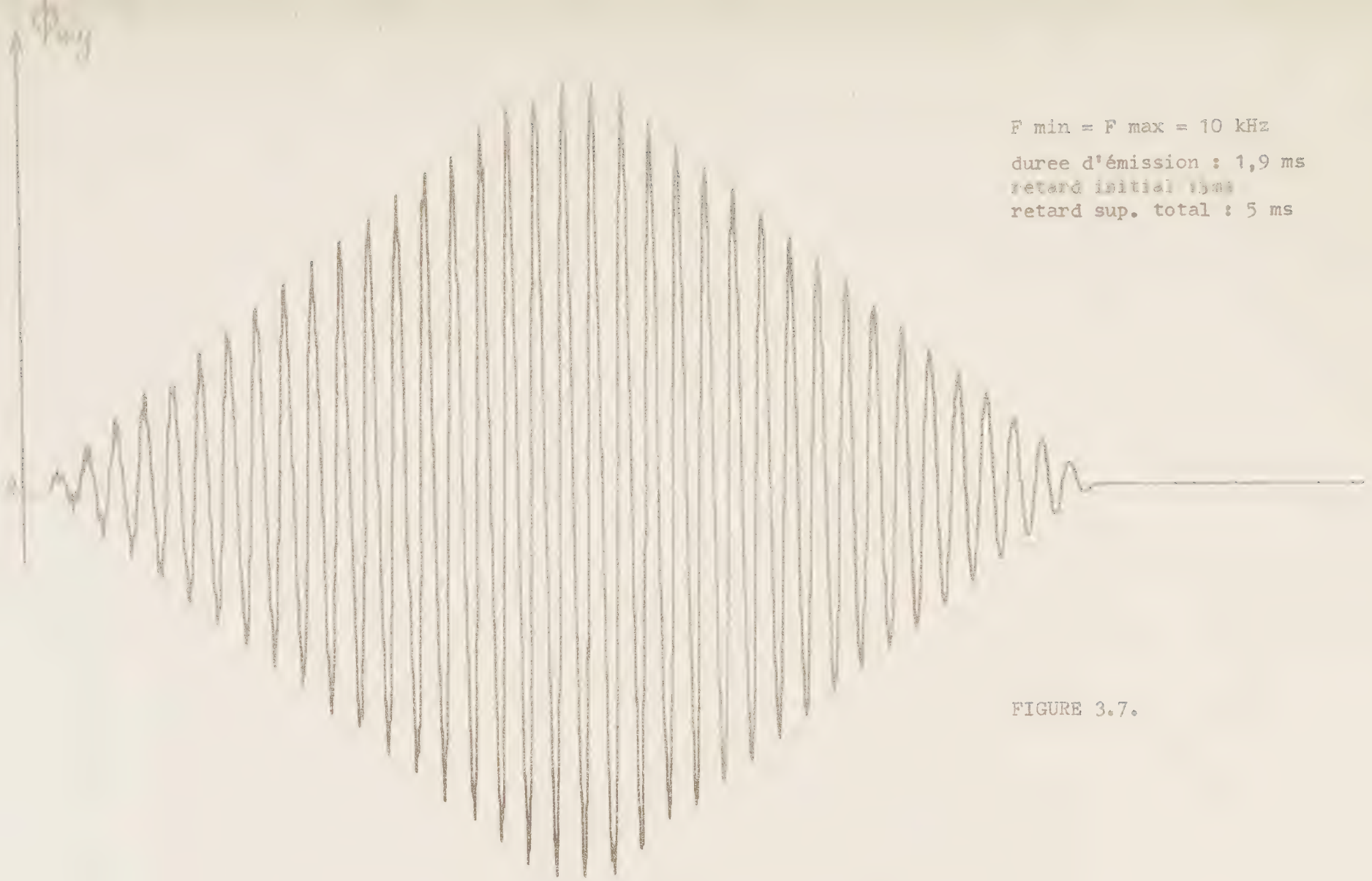

F min = F max = 10 kHz
duree d'émission : 1,9 ms
retard initial : 5 ms
retard sup. total : 5 ms
4
5
6
7
8
RETARD en ms

FIGURE 3.7.

Fig. 3.8.

Sur le corrélogramme de la Fig. 3.7., nous retrouvons la forme théorique déterminée au paragraphe 1.2.3.

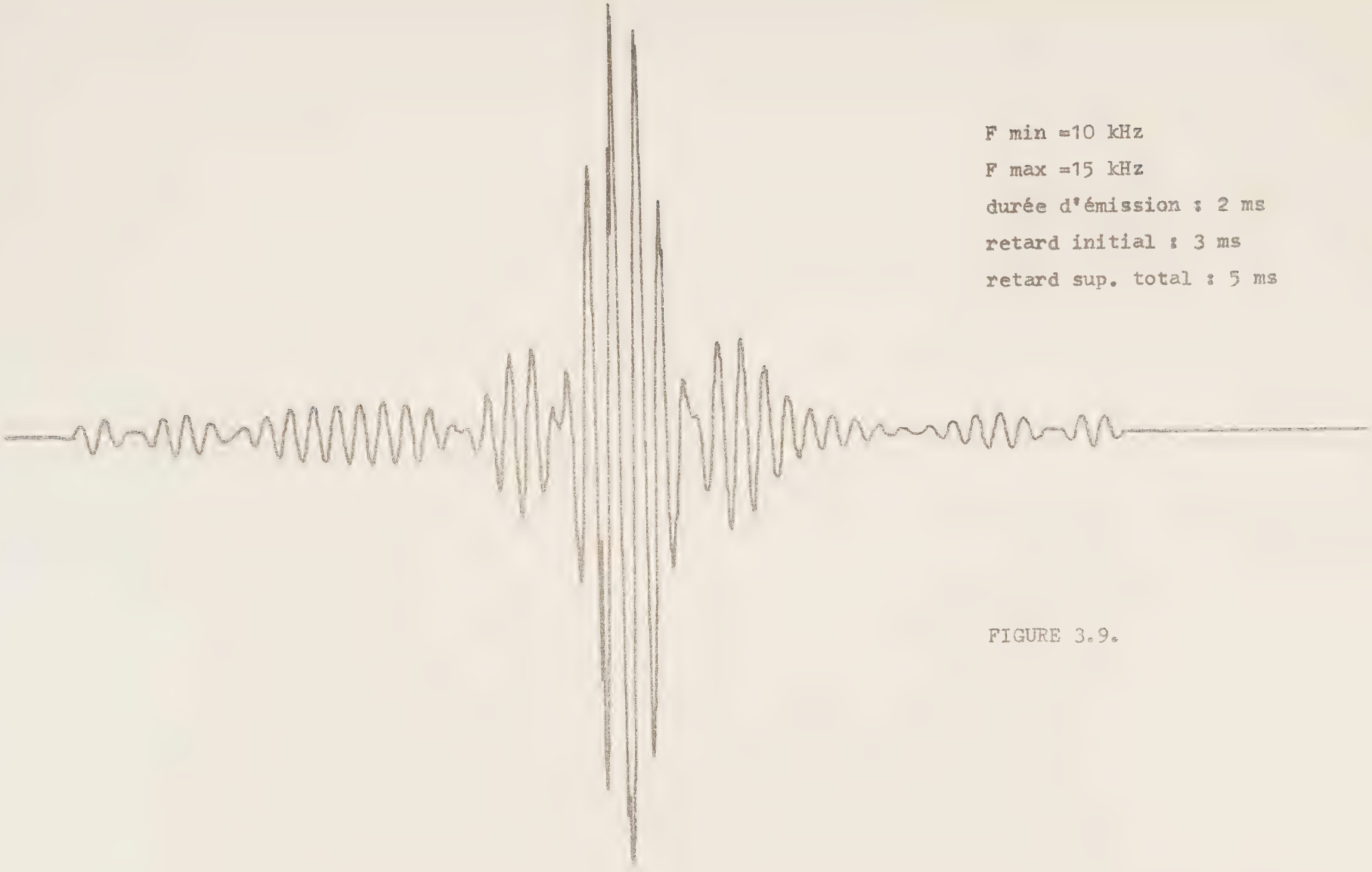
Le fait de ne pas obtenir une enveloppe rigoureusement triangulaire provient de ce que le signal acoustique émis ne correspond pas exactement au signal électronique idéal. La réponse du haut-parleur présente en effet une "queue" après l'extinction du signal d'émission.

3.3.2. - Fonction de corrélation d'une impulsion modulée en fréquence en utilisant le phénomène de réflexion.

Les Fig. 3.9., 3.10., 3.11., représentent pour la disposition I les corrélogrammes obtenus en introduisant progressivement la modulation de fréquence dans le signal émis. La durée d'émission est la même que celle utilisée pour le relevé de la Fig. 3.7.

Les profondeurs de modulation sont de 10 à 15 kHz pour la Fig. 3.9., de 3 à 12 kHz pour la Fig. 3.10, et de 3 à 18 kHz pour la Fig. 3.11.

On remarque l'intérêt de la modulation de fréquence : en effet



F min =10 kHz

F max =15 kHz

durée d'émission : 2 ms

retard initial : 3 ms

retard sup. total : 5 ms

FIGURE 3.9.

F min = 3 kHz

F max = 12 kHz

durée d'émission : 2 ms

retard initial : 3 ms

retard sup. total : 5 ms

FIGURE

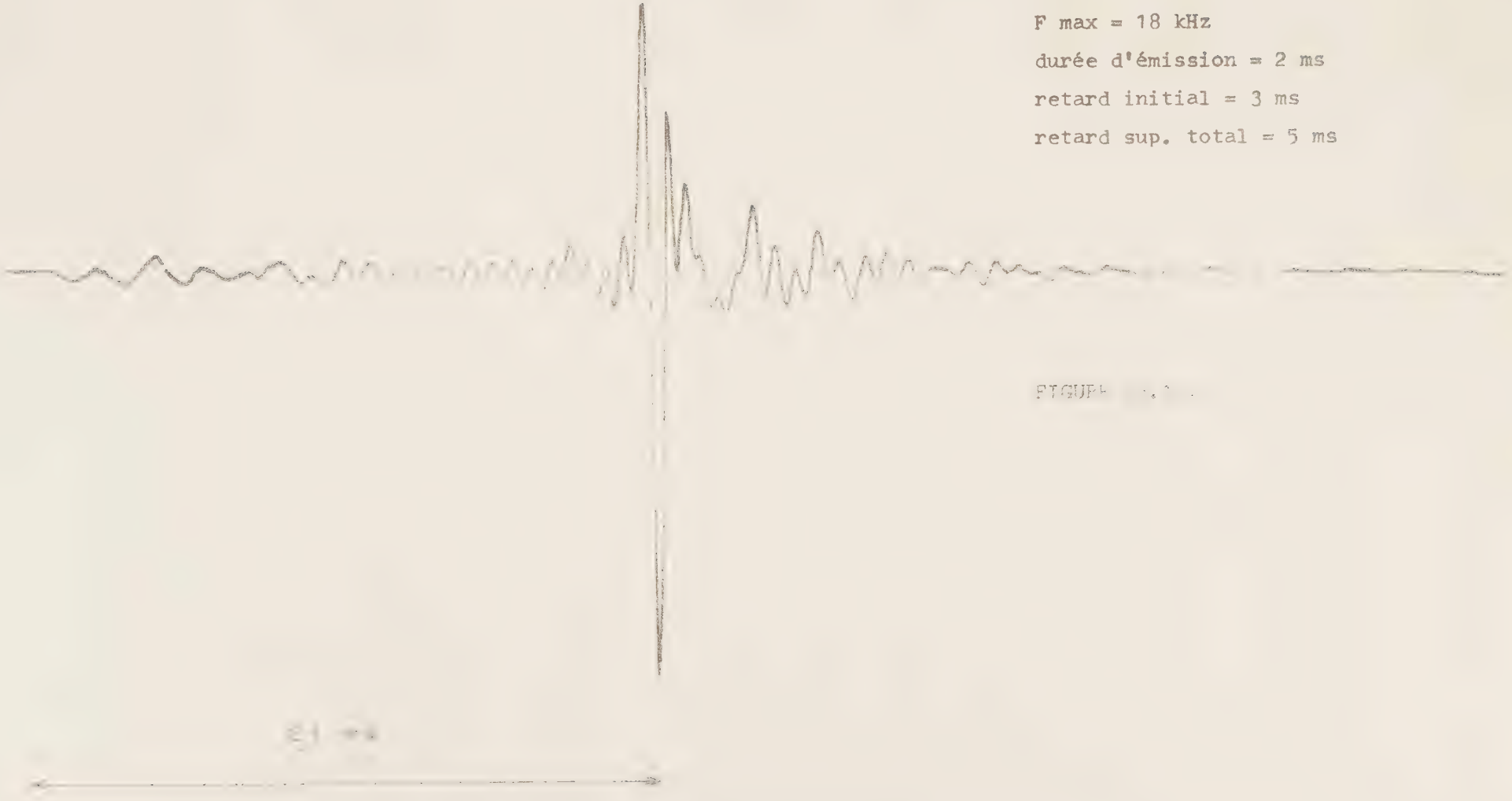
F min = 3 kHz

F max = 18 kHz

durée d'émission = 2 ms

retard initial = 3 ms

retard sup. total = 5 ms



FIGURE

plus cette modulation est importante, plus le pic définissant dans le temps la position de l'écho est étroit.

A partir de la Fig. 3.11., on peut par exemple mesurer la célérité du son dans l'air. Le temps de propagation total est égal à 3 ms de retard initial, auquel s'ajoute un retard supplémentaire de 2,1 ms, soit donc au total 5,1 ms.

La distance de propagation est égale à 95 + 90 - 10 = 175 mm (on soustrait deux fois le rayon du cylindre).

On en déduit la célérité $C = \frac{175 \cdot 10^{-2}}{5,1 \cdot 10^{-3}} = 340$ m/s,

ce qui correspond à la célérité du son dans l'air, à 20° C : 343 m/s.

Les Fig. 3.12 et 3.13. représentent les corrélogrammes obtenus, pour des impulsions modulées de 2 à 20 kHz, et de durée 2 ms. Le retard supplémentaire total est de 2 ms. La première de ces deux figures (3.12.) a été obtenue avec le cylindre plein pour cible, alors que la deuxième a été obtenue avec le cylindre creux en aluminium.

On constate peu de différences entre ces deux corrélogrammes.

De même, l'observation de la Fig. 3.14., obtenue en présence du cylindre en P V C, et dans les mêmes conditions que pour la Fig. 3.11., obtenue en présence du cylindre plein en aluminium, ne permet de noter que peu de différences dans les structures des échos.

La Fig. 3.15. a été relevée en présence du cylindre creux en aluminium, pour un retard initial de 4 ms, et un retard supplémentaire de 10 ms. Elle permet de constater l'absence d'échos notables sur les parois de la chambre de mesure, excepté celui marqué d'une flèche et provenant d'une

F min = 2 kHz

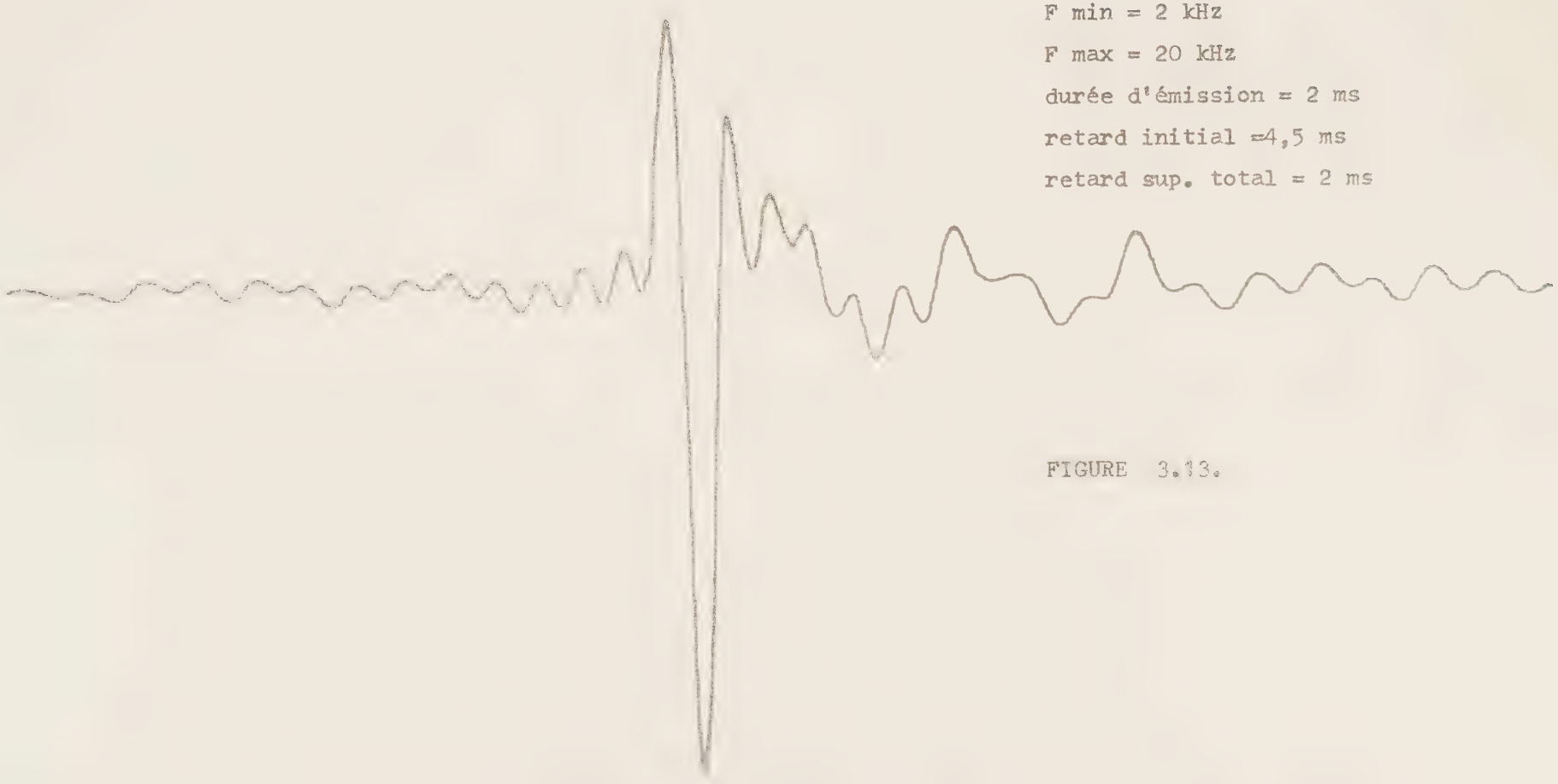
F max = 20 kHz

durée d'émission = 2 ms

retard initial = 4,5 ms

retard sup. total = 2ms

FIGURE 3.12.



F min = 2 kHz

F max = 20 kHz

durée d'émission = 2 ms

retard initial =4,5 ms

retard sup. total = 2 ms

FIGURE 3.13.

F min = 3 kHz

F max = 18 kHz

durée d'émission =2 ms

retard initial = 2 ms

retard sup. total = 5 ms

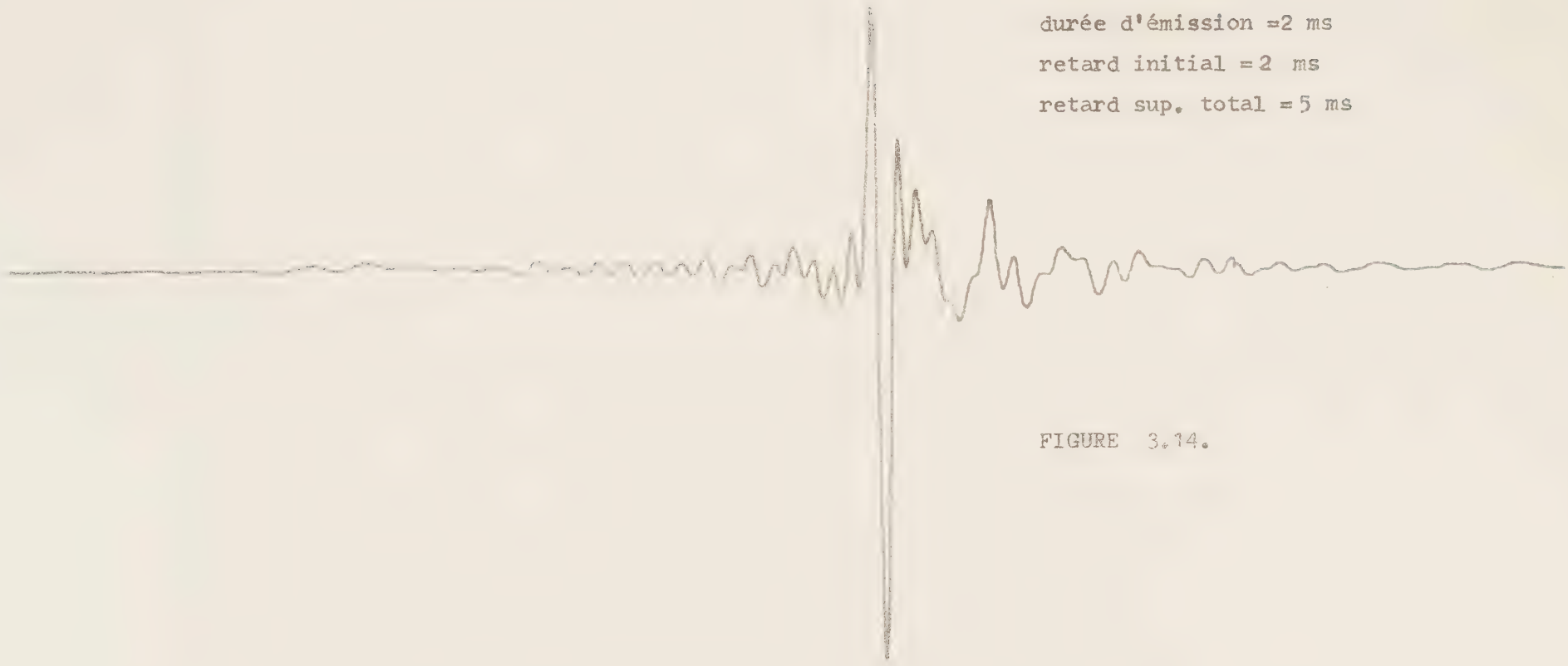


FIGURE 3.14.

F min = 2 kHz
F max = 2o kHz
durée d'émission = 2 ms
retard initial = 4 ms
retard sup. total = 10 ms

FIGURE 3.15.

réflexion sur la porte.

La position de l'écho sur la porte, situé à 10,5 ms de l'instant d'émission correspond bien au trajet acoustique : haut-parleur-porte-microphone, de distance totale 3,60 m. L'écho sur la porte est faible devant l'écho principal : on constate un rapport de 17 db entre les deux pics du corrélogramme.

3.3.4. - Mesures effectuées en plaçant le microphone à l'arrière de la cible.

Nous avons effectué une série de mesures en utilisant la disposition II, schématisée Fig. 3.16.

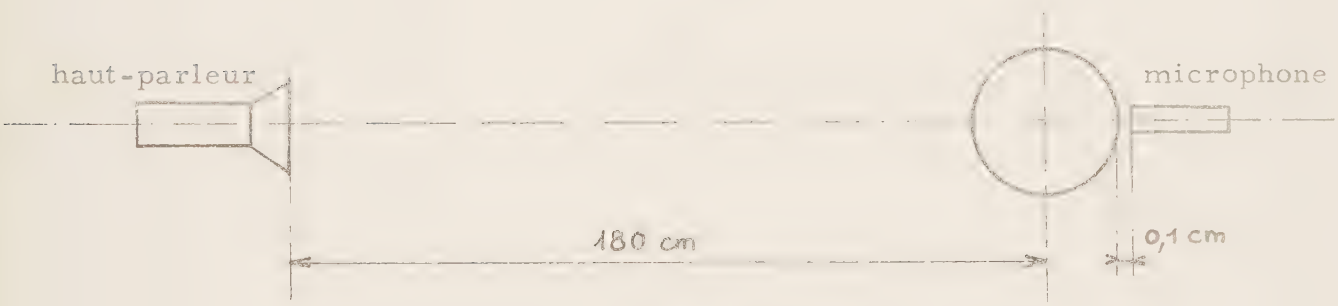


Fig. 3.16

Les figures 3.17. et 3.18. représentent les corrélogrammes obtenus avec premièrement le cylindre creux en aluminium, et deuxièmement le cylindre en P V C. Dans les deux cas, la profondeur de modulation va de 300 à 10.000 Hz, la durée d'émission est égale à 4 ms, et le retard supplémentaire total 2 ms.

F min = 0,3 kHz

F max = 10 kHz

durée d'émission = 4 ms

retard initial = 5 ms

retard sup. total = 2 ms

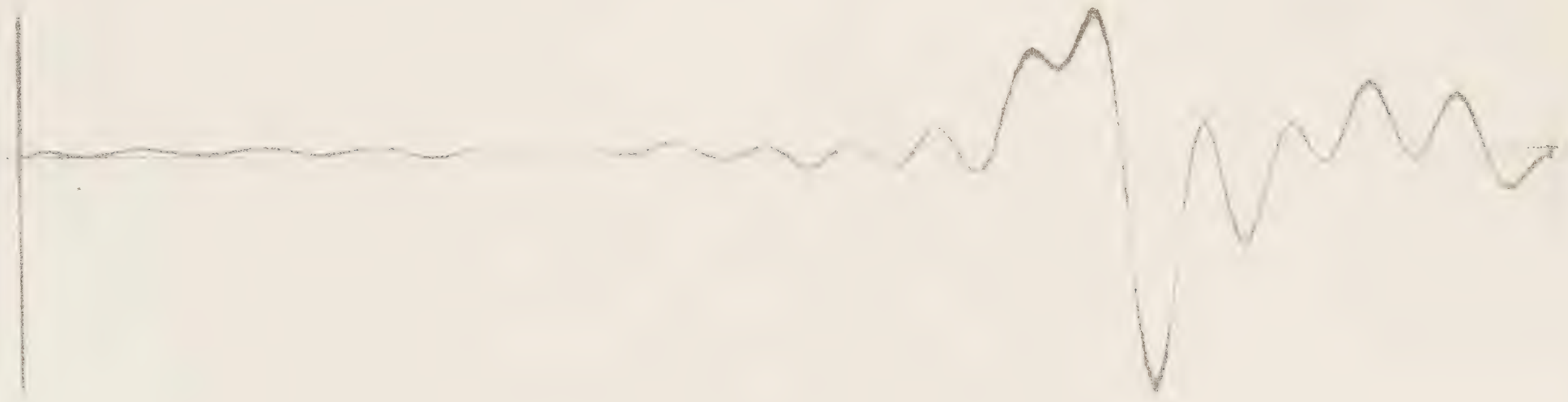


FIGURE 3.17.

F min = 0,3 kHz

F max = 10 kHz

durée d'émission = 4 ms

retard initial = 5 ms

retard sup. total = 2 ms

FIGURE 3.18.

Pour pouvoir tirer parti de ces résultats dans le paragraphe suivant, nous avons relevé également les corrélogrammes 3. 19. et 3. 20., obtenus dans les mêmes conditions respectivement que les corrélogrammes 3. 17. et 3. 18., mais après avoir enlevé les cibles.

3. 4. - Discussion des résultats -

3. 4. 1. - Absence d'échos multiples

Au paragraphe 3. 1. nous avons montré l'existence possible d'échos multiples, lorsque des trains d'études acoustiques sont dirigées sur un cylindre solide.

Or, nos expériences ne nous ont pas permis d'observer de phénomènes semblables, aussi bien par observation directe des échos à l'oscilloscope que par le relevé des corrélogrammes (voir Fig. 3. 11. à 3. 14.).

Nous avons remarqué que les échos multiples étaient principalement dûs à deux types d'ondes acoustiques circonférentielles tournant autour de la cible cylindrique : les ondes de Rayleigh et les ondes de Franz.

Nous pouvons envisager la possibilité d'obtenir des échos multiples dûs à chacun de ces deux types d'ondes.

3. 4. 1. 1. Absence d'écho supplémentaire dû aux ondes de Rayleigh -

La longueur du train d'ondes émis ne peut, à une fréquence d'émission donnée, être réduit indéfiniment. Ce train d'ondes doit en effet contenir un nombre suffisant de périodes du signal utile, pour être représentatif. Par exemple à la fréquence de 10 kHz, un train d'ondes contenant 5 pé-

F min = 0,3 kHz

F max = 10 kHz

durée d'émission = 4 ms

retard initial = 5 ms

retard sup. total = 2 ms

FIGURE 3.19.

F min = 0,3 kHz

F max = 10 kHz

durée d'émission = 4 ms

retard initial = 5 ms

retard sup. total = 2 ms

FIGURE 3.20.

riodes entières dure 0, 5 ms.

D'après les résultats de Bunney (5), la célérité des ondes de Rayleigh dans l'aluminium est de l'ordre de 2. 900 m/s. Les cibles en aluminium que nous utilisons ont un diamètre extérieur de 10 cm ; on peut calculer le temps mis par un train d'ondes pour effectuer un tour complet de la cible sous forme d'onde de Rayleigh : $\frac{\Pi \times 10^{-1}}{2.900} = 0,1$ ms.

Si un deuxième écho existait après le premier, il se trouverait donc noyé en partie dans l'écho principal de durée 0, 5 ms.

De plus l'atténuation de ce type d'onde est importante dans les cylindres. Il est donc compréhensible qu'on ne puisse noter aux fréquences de travail utilisées, d'écho supplémentaire dû aux ondes de Rayleigh, les échos de rang 2, 3, 4 etc... étant de plus en plus atténués.

Pour parvenir à détacher le premier écho supplémentaire, de l'écho principal, il faudrait travailler à une fréquence minimale de 50 kHz, avec des cylindres de 10 cm de diamètre.

Le problème est sensiblement le même pour le cylindre de P V C, car la célérité des ondes de Rayleigh doit y être bien inférieure à celle existant dans l'aluminium, puisqu'elle est toujours inférieure à la célérité des ondes transversales.

3. 4. 1. 2. Absence d'écho supplémentaire dû aux ondes de Franz.

La célérité des ondes de Franz étant beaucoup plus faible que celle des ondes de Rayleigh (de l'ordre de la célérité du son dans l'air, c'est-à-dire 340 m/s), la séparation d'un écho supplémentaire de l'écho principal devrait être possible. Par exemple la durée du parcours d'une circonférence du cylindre en P V C par une onde de Franz doit être de l'ordre de $\frac{\Pi \times 22 \times 10^{-2}}{340} = 2$ ms.

Mais il faut tenir compte également d'une atténuation très importante de ce type d'ondes dans le domaine de fréquences utilisé.

Cette atténuation ne dépend d'ailleurs pas directement de la fréquence, mais de la grandeur sans dimension k a, où k représente le nombre d'onde ($k = \frac{2\pi}{\lambda}$) et a le rayon du cylindre, λ étant la longueur d'onde dans le milieu de propagation (air). Pour une fréquence de 1 kHz, les grandeurs k a correspondant au cylindre d'aluminium et au cylindre de P V C sont respectivement :

$$k\,a_{(alu)} = 0,9$$

$$k\,a_{(P\,V\,C)} = 2,2$$

La Fig. 3.21. représente l'atténuation des ondes de Franz en db/radian (d'après (4)).

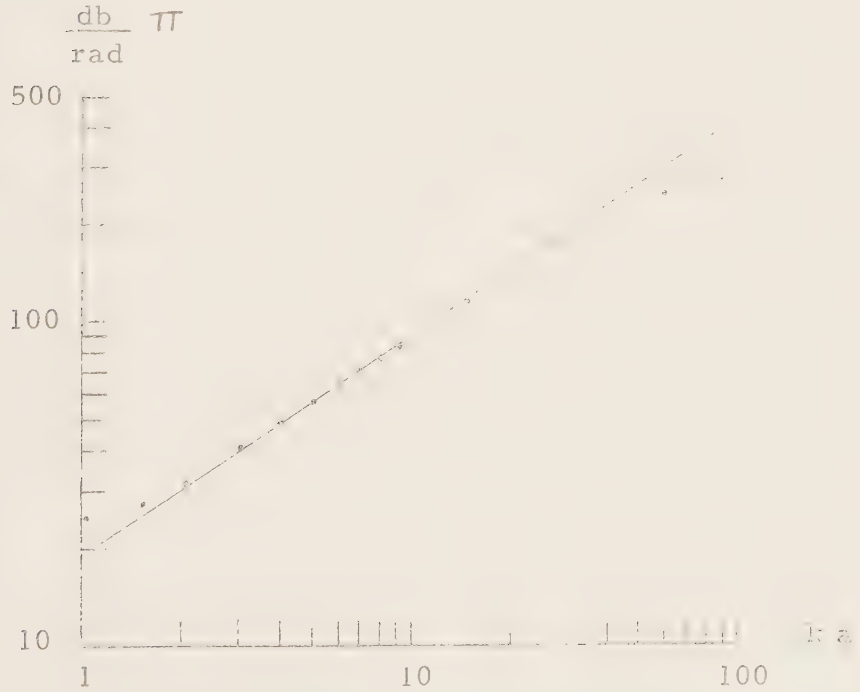


Fig. 3.21.

On relève par exemple une atténuation de 40 db/tour pour $k a = 1$, ce qui est considérable.

C'est pourquoi, dans le domaine de fréquences, limité par les transducteurs d'émission et de réception utilisé, on n'observe pas d'échos multiples.

3.4.2. - Essai de mesure de célérité des ondes de Franz

L'absence d'échos multiples dans la disposition expérimentale I nous a conduit à faire des essais en plaçant le microphone au voisinage immédiat de la face arrière de la cible (disposition II).

Nous avons par exemple ainsi obtenu les corrélogrammes des figures 3.17. et 3.18., avec d'une part le cylindre creux d'aluminium, et d'autre part le cylindre de P V C. L'amplitude des signaux détectés par le microphone est considérablement plus faible que celle mesurée en l'absence de la cible.

Pour essayer de mettre en évidence le mode de propagation du son jusqu'au microphone, nous avons relevé les corrélogrammes 3.19. et 3.20. en l'absence des cibles.

Nous avons pris soin pour le relevé du corrélogramme 3.19. de ne pas modifier le réglage du retard initial du corrélateur, par rapport à celui utilisé pour relever le corrélogramme 3.17. (de même pour 3.20. et 3.18.).

En comparant d'une part les figures 3.17. et 3.19. entre elles, et d'autre part les figures 3.18. et 3.20., nous notons des différences entre les temps de propagation avec et sans cible.

Le temps de propagation augmente de 96 μS pour le cylindre d'aluminium, et de 240 μS pour le cylindre de P V C, du fait de la présence du cylindre.

L'hypothèse d'une propagation acoustique directe par l'intérieur des cylindres ne peut être retenue, car dans ce cas le temps de propagation tendrait plutôt à diminuer, du fait des célérités plus grandes dans les solides utilisés que dans l'air. De même une propagation par onde de Rayleigh doit être rejetée puisque ce type d'onde se propage à une célérité voisine des célérités des ondes transversales dans les solides.

Il semble donc logique d'admettre une propagation par ondes de Franz. La Fig. 3.22. présente les deux trajets acoustiques possibles en absence et en présence de la cible.

Fig. 3.22.

Le temps de propagation en absence de la cible est égal à

$$t_1 = \frac{L + a}{Co}$$

où Co représente la célérité du son dans l'air.

Le temps de propagation en présence de la cible, et en faisant l'hypothèse d'une propagation par onde de Franz, peut s'écrire :

$t_2 = \frac{L}{Co} + \frac{\Pi a}{Cn}$ où Cn représente la célérité des

ondes de Franz.

L'écart entre ces deux temps de propagation est égal à

$$\Delta t = a \left(\frac{\Pi}{2\,Cn} - \frac{1}{Co} \right)$$

En prenant Co = 340 m/s (célérité du son dans l'air à 20°C), on peut calculer le rapport $\frac{Co}{Cn}$ pour les deux cylindres utilisés :

$\frac{Co}{Cn} = 1,07$ pour le cylindre d'aluminium

$\frac{Co}{Cn} = 1,10$ pour le cylindre de P V C

Ces résultats correspondent aux rapports mesurés par Harbold et Steinberg (10), qui ont trouvé des rapports variant entre 1,05 et 1,30 pour le domaine des grandeurs k a utilisées.

Ces résultats ne donnent qu'une valeur approchée des rapports $\frac{Co}{Cn}$ réels.

En effet, nous utilisons des impulsions modulées en fréquence (de 300 Hz à 10 kHz) pour mesurer les temps de propagation ; or la célérité des ondes de Franz varie légèrement avec k a (voir (10)).

CONCLUSION

Nous avons réalisé un corrélateur adapté au cas précis du traitement de signaux de type SONAR, en comparant le signal d'écho d'une cible avec le signal d'émission.

Ce corrélateur nous permet de traiter des trains d'ondes modulés ou non en fréquence. Sa bande passante utile, limitée principalement par le circuit multiplicateur et par l'amplificateur de réception est de 300 kHz. Sa sensibilité maximale permet de traiter des signaux dont la valeur crête à crête vaut 20 mV.

Il fournit 1024 points de la fonction de corrélation répartis linéairement, dans des plages de retard allant de 2 à 50 ms. En fonctionnement automatique, un retard initial constant est prévu réglable entre 100 μs et 100 ms.

Les essais du corrélateur ont été effectués dans une chambre sourde, avec des cibles cylindriques de différentes natures. Le domaine de fréquences des signaux traités s'étend de 100 Hz à 20 kHz.

L'interprétation des résultats de ces essais nous a conduit à aborder l'étude de la diffraction du son par des cylindres.

On sait que la diffraction du son par un cylindre peut être considérée comme la combinaison de différents types d'ondes :

- ondes réfléchies par la surface du cylindre
- ondes réfractées dans le sylindre sous forme d'ondes longitudinales ou

transversales et réémises sous forme d'ondes longitudinales dans le fluide
- ondes de Rayleigh se propageant à la surface du cylindre, avant d'être réémises
- ondes de Franz se propageant également au voisinage de la surface dans l'air.

Dans le domaine de fréquence étudié et pour les cylindres utilisés d'un diamètre maximal de 22, 5 cm, on a pu mettre en évidence une impulsion acoustique engendrée principalement par la propagation d'ondes de Franz.

Une extension possible de nos travaux consisterait à étendre le domaine de mesure vers des fréquences plus élevées : 200 à 400 kHz, de façon à étudier, en particulier, la propagation d'ondes de Rayleigh à la surface de la cible cylindrique.

BIBLIOGRAPHIE

(1) LEFEVRE (P.), Théorie du Signal, Cours de l'Ecole Supérieure d'Electricité, PARIS, 1967.

(2) DISA, Instruction Mannal for the DISA TCA System, 1970.

(3) PERSON (J. M.), Colloque National sur le traitement du signal et ses applications, NICE, 1969, II, 1003.

(4) WILLIAMS (R. T. F.), Journal of Sound and Vibration, 1969, 9, 161.

(5) BERTHIER (D.), Onde Electrique, 1966, 46, 1067.

(6) GOFF (K. W.), J. Acoust. Soc. Amer., 1955, 27, 236.

(7) BREKHOVSKIKH (L. M.), Waves in layered media, NEW YORK, 1960.

(8) BARNARD (G.) et Mc KINNEY (V. M.), J. Acoust. Soc. Amer., 1961, 33, 226.

(9) HORTON (C. W.), KING (W. R.) et DIERCKS (K. J.), J. Acoust. Soc. Amer., 1963, 34, 1929.

(10) HARBOLD (M. L.) et STEINBERG (B. N.), J. Acoust.Soc. Amer., 1969, 45, 592.

(11) BUNNEY (R. E.), GOODMAN (R. R.) et MARSHALL (S. W.), J. Acoust. Soc. Amer., 1969, 46, 1223.

(12) NEUBAUER (W. G.), J. Acoust. Soc. Amer., 1969, 45, 1134.

(13) NEUBAUER (W. G.) et DRAGONETTE (L. R.), J. Acoust. Soc. Amer., 1970, 48, 1135.

(14) FRANZ (W.), Z. Naturforsch, 1954, 9 A, 705.

(15) DOOLITTLE (R. D.), UBERALL (H.) et UGINCIUS (P.), J. Acoust. Soc. Amer., 1968, 43, 1.

(16) UGINCIUS (P.) et UBERALL (H.), J. Acoust. Soc. Amer., 1968, 43, 1025.